

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M.Eng.

PAR
MOHAMED MAGRAOUI

VALIDATION DE TECHNIQUES DE COMMANDE D'UN
FILTRE ACTIF PARALÈLE

MONTREAL, LE 17 SEPTEMBRE 2007

© droits réservés de Mohamed Magraoui

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Kamal Al-Haddad, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Ambrish Chandra, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Joseph Song, membre du jury
Baldor Drives, Montreal

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC
LE 01 NOVEMBRE 2007
À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

VALIDATION DE TECHNIQUES DE COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE

Mohamed MAGRAOUI

SOMMAIRE

Les harmoniques de courant générées par des charges non linéaires détériorent la qualité de l'onde électrique.

Notre projet de recherche propose trois approches pour contourner l'effet néfaste des harmoniques via l'utilisation du filtre actif de puissance. L'approche propose une réduction de la distorsion harmonique du courant de source, de plus elle permet la compensation de la puissance réactive à la fréquence fondamentale. L'algorithme proposé utilise une commande linéaire de type indirecte et de type directe, et une commande non linéaire de type directe pour générer les courants de références du filtre actif. Un régulateur de type proportionnelle intégral est utilisé pour maintenir la tension du bus DC constante et dans un deuxième temps force le courant du filtre à suivre le courant de référence générées par ces commandes. Les résultats de simulation et d'expérimentation présentés démontrent bien les performances statiques et dynamiques du système des commandes étudiées.

La validation des méthodes proposées par simulation à l'aide du logiciel Matlab Simulink Simpower est fait expérimentalement en utilisant dSPACE au laboratoire GREPCI.

VALIDATION OF CONTROL TECHNIQUES OF A PARALLEL ACTIVE FILTER

Mohamed MAGRAOUI

ABSTRACT

The harmonics of current generated by nonlinear loads deteriorate the quality of the electric wave form.

Our research project proposes three approaches to circumvent the harmful effect of the harmonics via the use of the shunt active power filter. The approach proposes a reduction of the source current harmonic distortion; moreover it allows the compensation of the reactive power at the fundamental frequency. The algorithm proposed uses indirect, direct and a nonlinear direct control type to generate the currents references of the active filter. A regulator type proportional integral is used to maintain the voltage of DC bus constant, and thereafter, it forces the compensation current to follow the current reference generated by these controls. The results of simulation and experimentation using linear and non linear controller are presented. It show the static and dynamic performances of the system studied. The validation of the methods suggested by simulation using the Matlab Simulink software Power System Blockset is realized in experiments by using Dspace at GREPCI laboratory.

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué dans le cadre du programme de maîtrise en Génie Électrique, au sein du GRÉPCI.

Je tiens à remercier mon directeur de mémoire Monsieur Kamal Al-Haddad , Professeur à l'École de technologie supérieure, titulaire de la chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie électrique et électronique de puissance, pour son aide, et pour m'avoir offert la possibilité de réaliser mon projet au sein du laboratoire GRÉPCI.

Ce travail est supporté par la chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie électrique et électronique de puissance CRC-CÉÉÉP

Je tiens à remercier également aussi Monsieur Abdelhamid Hamadi, pour sa disponibilité, ses conseils, au laboratoire GRÉPCI.

Je tiens à remercier, Messieurs Bachir Kedjar et Salem Rahmani pour leurs conseils et recommandations.

Mes remerciements vont également au président du jury professeur Ambrish Chandra du département de génie électrique de l'école de technologie supérieure ainsi que monsieur Joseph Song pour avoir accepté de juger ce travail.

Je désire remercier ma famille, mon père, ma mère, mes frères et sœurs et sans oublier ma femme et ma fille qui m'ont apporté soutien et encouragements,

Enfin, je tiens à exprimer toute ma gratitude à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce mémoire.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE	i
ABSTRACT	ii
REMERCIEMENTS	iii
LISTE DES TABLEAUX.....	vii
LISTE DES FIGURES	viii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES	xv
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 GENERALITE ET DEFINITIONS	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 Perturbation des réseaux	4
1.3 Caractérisation des perturbations	5
1.3.1 Facteur de puissance	6
1.3.2 Taux de distorsion harmonique.....	7
1.3.3 Facteur de distorsion	7
1.3.4 Facteur de crête	7
1.4 Effets des harmoniques	8
1.5 Normes et réglementations	8
1.6 Solutions de réduction des perturbations	10
1.6.1 Solutions classiques de dépollution de l'onde électrique.....	10
1.6.1.1 Filtrage passif.....	10
1.6.1.2 Filtrage actif	16
CHAPITRE 2 FILTRE SHUNT ACTIF.....	26
2.1 Introduction.....	26
2.2 Filtre actif parallèle	26
2.2.1 Topologie générale.....	27
2.2.2 Système de stockage d'énergie	28
2.2.3 Filtre de sortie	30
2.2.4 Stratégies de commande	31
2.2.4.1 Commande par hystérésis	32
2.2.4.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion	33
2.2.5 Compensation des courants harmoniques.....	34
2.2.6 Compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive	37
2.2.7 Compensation des courants harmoniques, déséquilibrés et de la puissance réactive	39
CHAPITRE 3 COMMANDE LINÉAIRE DU FILTRE SHUNT ACTIF.....	42

3.1	Introduction.....	42
3.2	Principe de fonctionnement	42
3.3	Commande directe du courant du filtre triphasé.....	43
3.3.1	Dimensionnement des paramètres du filtre shunt actif.....	44
3.3.1.1	Dimensionnement du condensateur	44
3.3.1.2	Dimensionnement de l'inductance.....	46
3.3.2	Régulateur de tension.....	47
3.3.3	Résultats de simulation	50
3.3.3.1	Régime permanent	53
3.3.3.2	Régime dynamique	57
3.3.4	Interprétations des résultats.....	60
3.4	Commande indirecte du courant du filtre actif	61
3.4.3	Résultats de la simulation	63
3.4.3.1	Régime permanent	65
3.4.3.2	Régime dynamique	69
3.4.5	Interprétations des résultats.....	73
3.4.6	Résultats expérimentaux	74
3.4.6.1	Résultats expérimentaux ($V_{dc} \approx 200V$)	82
3.4.6.2	Résultats expérimentaux ($V_{dc} \approx 400V$)	85
CHAPITRE 4 COMMANDE NON LINEAIRE		93
4.1	Introduction.....	93
4.2	Modélisation du filtre actif shunt.....	94
4.2.1	Modélisation dans le plan 'abc'	95
4.2.2	Conversion abc/dq du modèle.....	100
4.3	Commande non-linéaire en boucles indépendantes	102
4.3.1	Boucles des courants.....	103
4.3.2	Boucle de régulation de la tension du bus DC	106
4.3.3	Extraction des références harmoniques	108
4.4	Résultat de simulation.....	111
4.4.1	Régime permanent	112
4.4.2	Régime dynamique	117
4.5	Résultats expérimentaux	120
4.6	Conclusion	135
CONCLUSION		136
ANNEXE 1 Capteur de courant.....		138
ANNEXE 2 Capteur de tension		140
ANNEXE 3 dSPACE catalog		141
ANNEXE 4 Carte d'interface des ports entres sortis du processeur maitre		145
BIBLIOGRAPHIE		150

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Valeurs des niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques dans les réseaux d'énergie à basse tension (CEI 1000-2-4)9
Tableau II	Limites pour les émissions de courant harmonique(CEI 1000-3-2).....9
Tableau III	Comparaison entre filtrage actif et filtrage passif.....26
Tableau IV	Résultats expérimentaux($V_{dc} \approx 200V$).....74
Tableau V	Paramètres du système(compensation des harmoniques).....75
Tableau VI	Résultats expérimentaux($V_{dc} \approx 400V$).....77
Tableau VII	Paramètres du système (compensation du reactif).....80
Tableau VIII	Résultats expérimentaux déséquilibre 1($V_{dc} \approx 400V$).....82
Tableau IX	Résultats expérimentaux déséquilibre 2($V_{dc} \approx 400V$).....85
Tableau X	Valeur de d_{nk} selon la séquence n et la phase k.....92
Tableau XI	Paramètres du système utilisés pour la simulation(non lineaire).....105
Tableau XII	Paramètres du système utilisés pour la pratique(non lineaire).....115
Tableau XIII	THD et spectre fréquentiel des tensions et courant de source , Courant de charge et du Filtre117
Tableau XIV	Courbe, THD et spectre fréquentiel des courant de charge et courants de source pour une charge déséquilibrée.....122

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1	Schéma équivalent (source + charge) 4
Figure 2	Filtre accordé ou résonant. 14
Figure 3	Filtre passe-haut du second ordre ou amorti 15
Figure 4	Filtrage passif résonnant amorti accordé aux harmoniques de rang 5 et 7..... 16
Figure 5	Onduleur de tension 18
Figure 6	Onduleur de courant..... 19
Figure 7	Filtre actif parallèle 21
Figure 8	Filtre actif série 23
Figure 9	Filtre actif connecté en parallèle sur le réseau 27
Figure 10	Structure générale du filtre actif parallèle..... 28
Figure 11	Principe de commande des courants par hystérésis 33
Figure 12	principe de commande des courants par MLI..... 34
Figure 13	Rapport des puissances du filtre actif parallèle et de la charge non linéaire pour la compensation des courants harmoniques..... 37
Figure 14	Rapport des puissances du filtre actif parallèle et de la charge non linéaire pour la compensation du courant harmonique et de la puissance réactive 38
Figure 15	Rapport de puissance pour la compensation des courants harmoniques et déséquilibrés et de la puissance réactive 40
Figure 16	Filtre actif parallèle à structure tension dans un réseau triphasé..... 43
Figure 17	Schéma de la commande directe du filtre shunt actif triphasé..... 44
Figure 18	Schéma simulink (commande linéaire directe)..... 52
Figure 19	Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge1: tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a' 53

Figure 20	Spectre fréquentiel du courant de charge (a) et du courant de source (b) de la phase 'a' dans le cas d'une charge1	54
Figure 21	Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge2: Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	54
Figure 22	Spectre fréquentiel du courant de charge (a) et courant de source (b) de la phase 'a' dans le cas d'une charge2	55
Figure 23	Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge3 : tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	55
Figure 24	Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge totale(charge1 + charge2 +charge3):Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	56
Figure 25	Spectre fréquentiel du courant de charge (a) et courant de source (b) de la phase 'a' dans le cas d'une charge totale (charge1 + charge2 +charge3).....	57
Figure 26	Résultats de simulation en régime dynamique (1 ^{er} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase'a'	57
Figure 27	Résultats de simulation en régime dynamique (2 ^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	58
Figure 28	Résultats de simulation en régime dynamique (3 ^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	59
Figure 29	Résultats de simulation en régime dynamique (4 ^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	60
Figure 30	Schéma bloc de la commande indirecte du filtre actif triphasé	62

Figure 31	Schéma Matlab/simulink (commande linéaire indirect)	63
Figure 32	Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge1: Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	65
Figure 33	Spectre fréquentiel du courant de charge (a) et du courant de source (b) de la phase 'a' dans le cas d'une charge1	65
Figure 34	Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge2: tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	66
Figure 35	Spectre fréquentiel du courant de charge (a) et courant de source (b) de la phase 'a' dans le cas d'une charge2.....	66
Figure 36	Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge3 : tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	67
Figure 37	Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge totale (charge1 + charge2 +charge3):Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	68
Figure 38	Spectre fréquentiel du courant de charge (a) et courant de source (b) de la phase 'a' dans le cas d'une charge totale (charge1 + charge2 +charge3).....	68
Figure 39	Résultats de simulation en régime dynamique (1 ^{er} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	69
Figure 40	Résultats de simulation en régime dynamique (2 ^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	70
Figure 41	Résultats de simulation en régime dynamique (3 ^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	71

Figure 42	Résultats de simulation en régime dynamique (4 ^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	72
Figure 43	Résultats de simulation en régime dynamique (5 ^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	73
Figure 44	Schémas bloc utilisé pour la réalisation pratique.....	75
Figure 45	schéma de la commande implanté en temps réel	76
Figure 46	schéma du circuit de génération du signal triangulaire.....	77
Figure 47	Chronogramme des signaux dans le bloc générateur du signal triangulaire	78
Figure 48	interface entrée/sortie (isolation avec opto-coupleurs)	79
Figure 49	circuit de protection des entrées analogiques de dSPACE(limite ± 10 V)	80
Figure 50	circuit de protection contre l'ouverture simultanée des interrupteurs du même bras	80
Figure 51	chronogramme des signaux du circuit de protection contre l'ouverture simultanée des interrupteurs du même bras	81
Figure 52	Résultats d'expérimentation en régime permanent cas d'une charge non linéaire type source de courant :Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source.	82
Figure 53	Tension Vdc, les courants de source, de charge et du filtre et de la phase 'a' en régime dynamique	84
Figure 54	Résultats d'expérimentation en régime permanent cas d'une charge non linéaire type source de courant :Tension du bus dc, tension de source,courants de charge, du filtre et de source.	85
Figure 55	Tension Vdc, les courants de source, de charge et du filtre et de la phase 'a' en régime dynamique.....	87

Figure 56	Résultats d'expérimentation en régime permanent cas d'une charge non linéaire type source de courant :Tension du bus DC, tension de source, courants de charge, du filtre et de source.	88
Figure 57	Courants de charge, courants de source et courants du filtre avec une charge déséquilibrée (charge non-lineaire triphasé et une charge non-lineaire mono-phasé entre la phase a et la phase b)	89
Figure 58	Courants de charge, courants de source et courants du filtre avec une charge déséquilibrée (charge non-lineaire triphasé et une charge non-lineaire mono-phasé entre la phase a et la phase b)	91
Figure 59	Filtre actif parallèle a structure tension dans un réseau triphasé.....	94
Figure 60	Filtre actif shunt dans le système triphasé.	95
Figure 61	Schéma bloc de la commande non-linéaire.....	106
Figure 62	Schéma bloc de la boucle interne du courant.....	104
Figure 63	Schéma bloc de la boucle externe de la tension.....	107
Figure 64	Schéma représentant le principe d'extraction des courants harmoniques	109
Figure 65	Schéma de simulation sous Matlab/simulink.....	111
Figure 66	Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge 1 : tension du bus dc, tension de source courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	113
Figure 67	Spectre fréquentiel du courant de charge et du courant de source de la phase 'a' dans le cas d'une charge 1	113
Figure 68	Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge 2 : tension du bus DC, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'	114
Figure 69	Spectre fréquentiel du courant de charge et courant de source de la phase 'a' dans le cas d'une charge 2	114

Figure 70	Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge 3 :tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a' 115
Figure 71	Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge totale (charge 1 + charge 2 + charge 3): Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a' 116
Figure 72	Spectre fréquentiel du courant de charge et courant de source de la phase 'a' dans le cas d'une charge totale (charge 1 + charge 2 + charge 3)..... 116
Figure 73	Résultats de simulation en régime dynamique (1 ^{er} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a' 117
Figure 74	Résultats de simulation en régime dynamique (2 ^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a' 118
Figure 75	Résultats de simulation en régime dynamique (3 ^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a' 119
Figure 76	Résultats de simulation en régime dynamique (4 ^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a' 120
Figure 77	Schéma pour la réalisation pratique 121
Figure 78	Schéma de la commande implanté en temps réel dans DS1104 122
Figure 79	Circuit de protection(limite du courant de source a 10A)..... 123
Figure 80	Circuit de synchronisation 123
Figure 81	Circuit de générateur d'impulsion des gâchettes 124
Figure 82	Chronogramme des signaux de synchronisation et de commande 125

Figure 83	Circuit de protection contre l'ouverture simultanée des interrupteurs du même bras de l'onduleur.....	126
Figure 84	Chronogramme des signaux du Circuit de protection contre l'ouverture simultanée des interrupteurs du même bras de l'onduleur	127
Figure 85	Tension de source, les courants de charge, du filtre et de la source en régime permanent dans le cas d'une charge (pont de diode alimente une charge RL)	129
Figure 86	Tension V_{dc} , les courants de source, de charge et du filtre et de la phase 'a' en régime dynamique	131
Figure 87	Tension de source et courants de charge avec une charge déséquilibrée (charge non-linéaire triphasé et une charge non linéaire mono-phasé entre la phase a et la phase b)	132
Figure 88	Courants de charge et courants de source en régime dynamique avec une charge déséquilibrée (charge non linéaire triphasé et une charge non linéaire monophasé entre la phase a et la phase b)	133
Figure 89	THD et spectre fréquentiel de la tension de la source phase 'a'	133

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

C_{dc}	condensateur cote continue de l'onduleur de tension
C_f	inductance à l'entrée de l'onduleur (filtre)
D	puissance fluctuante ou déformante
D_{ch}	puissance déformante de la charge non linéaire
$\frac{di_f}{dt}$	Variation du courant du filtre par rapport au temps
e_{sf}	composante fondamentale de la tension d'alimentation,
e_{sh}	composantes harmoniques de la tension d'alimentation,
F_d	facteur de distorsion
F_C	facteur de crête
F_p	facteur de puissance
f_r	Fréquence de resonance
f_{ar}	Fréquence d'antirésonance
F.A.P	filtre actif parallèle
F_c	Fréquence de commutation
h	Le rang de l'harmonique
i_{ch}	Composante harmonique du courant de charge
i_{cf}	Composante fondamentale du courant de charge
i_c	Courant de charge
i_f	courant du filtre
i_s	courant de source
I_{eff}	valeur efficace du courant
$i_C(t)$	courant instantanées de la charge
i_{cf}	composante fondamentale du courant de la charge,
i_{ch}	composantes harmoniques du courant de la charge,
I_{n-ch}	courant de la charge non linéaire

I_{fon}	le courant fondamental consommé par la charge non linéaire
I_h	courant harmonique injecté par la charge non linéaire
I_d	courant direct de la charge non linéaire
$I_{d-\alpha}$	courant direct de la charge non linéaire en fonction de α
i_s^*	Courant de source de référence
i_f^*	Courant du filtre de référence
i_{sm}	courant de source maximum estimé
i_d	composante directe du courant
i_q	composante en quadrature du courant
i_d^*	référence du courant i_d
i_q^*	référence du courant i_q
\tilde{i}_d	erreur du courant i_d
\tilde{i}_q	erreur du courant i_q
i_{cd}	composante directe du courant de charge
i_{cq}	composante en quadrature du courant de charge
i_{cdh}	Composante harmonique
i_{cqh}	Composante harmonique en quadrature
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
K_p	Gain proportionnel
K_i	Gain intégral
L_f	inductance à l'entrée de l'onduleur (filtre)
L_{dc}	inductance du côté continu de l'onduleur de courant
L_h, r_h, C_h	L'inductance, la résistance et le condensateur du filtre passif résonnant
L_l, r_l	L'inductance et résistance de la charge
L_s, r_s	L'inductance et la résistance du réseau

MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
n	rang de l'harmonique,
PI	compensateurs proportionnel-intégral
PLL	Boucle à verrouillage de phase
P_{ch}	puissance active de la charge non linéaire
P	puissance active
Q_{ch}	la puissance réactive de la charge non linéaire
Q	puissance réactive
S	puissance apparente
S_n	puissance nominale
S_{cc}	puissance de court circuit
S_{ch}	puissance apparente d'une charge non lineaire
S_f	puissance apparente du filtre actif
S_c	Puissance apparente de la charge
S_f	Puissance apparente du filtre
THD	taux de distorsion harmonique
T_s	période d'échantillonnage
T_{nv}	Constante de temps du régulateur de tension
T_{iv}	Constante de temps d'intégration du régulateur de tension
Tr	Temps de réponse
V_{eff}	valeur efficace de la tension
V_{dc}	tension mesurée du bus dc aux bornes de la capacité du filtre actif
v_s	tension mesurée au point de raccordement.
v_u	vecteur unitaire de la source de tension
V_{dc}^*	Tension de référence du bus DC de l'onduleur
$V_{dc \min}$	Tension minimum aux bornes du bus dc
$V_{dc \max}$	Tension maximum aux bornes du bus dc

W_i	énergie initiale dans le condensateur
W_f	énergie finale dans le condensateur
W_{\min}	énergie minimale dans le condensateur
W_{\max}	énergie maximale dans le condensateur
ω_c	Pulsation de coupure
ω	pulsation de la fréquence fondamentale
Z_{sav}	Impédance du réseau avant filtrage
Z_{sup}	Impédance du réseau après filtrage
Z_c	Impédance de la charge
Z_{cc}	impédance de court-circuit
α	angle d'amorçage des interrupteurs (IGBT)
τ_h	rapport des puissances (cas d'une compensation des courants harmoniques)
τ_{hr}	rapport des puissances (cas d'une compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive)
τ_{hri}	rapport des puissances (cas d'une compensation des courants harmoniques et déséquilibrés et de la puissance réactive)
ξ	Amortissement

INTRODUCTION

La qualité de l'onde dans les installations électriques se dégrade incontestablement. En effet, les charges non linéaires perturbent le réseau qui les alimente en y injectant des courants harmoniques. De plus ces harmoniques détériorent la qualité des formes d'ondes de la tension, et peuvent endommager les équipements par échauffements excessifs, causer un dysfonctionnement des cartes de contrôle des convertisseurs, et aussi des interférences avec d'autres utilisateurs.

Cependant, grâce aux récents progrès en matière de technologie des semi-conducteurs, l'électronique de puissance permet de compenser et de corriger tous ces indésirables qui affectent la qualité de l'onde.

Le projet de recherche propose trois approches pour contourner l'effet néfaste des harmoniques via l'utilisation du filtre actif de puissance. L'approche propose une réduction de la distorsion harmonique du courant de source, de plus elle permet la compensation de la puissance réactive à la fréquence fondamentale. L'algorithme proposé utilise une commande linéaire de type indirecte et de type directe, et une commande non linéaire de type directe pour générer les courants de références du filtre actif. Un régulateur de type proportionnelle intégral est utilisé pour maintenir la tension du bus DC constante et dans un deuxième temps force le courant du filtre à suivre le courant de référence généré par ces commandes. Les résultats de simulation et d'expérimentation présentés démontrent bien les performances statiques et dynamiques du système des commandes étudiées.

La validation des méthodes proposées par simulation à l'aide du logiciel Matlab Simulink Power System Blockset est fait expérimentalement en utilisant dSPACE au laboratoire GREPCI.

Ces résultats présentés démontrent bien les performances statiques et dynamiques du système des commandes étudiées.

Ce rapport de mémoire est composé de 4 chapitres distincts.

Dans le premier chapitre, nous présentons les généralités sur la théorie, les effets et les différentes solutions de réduction des harmoniques.

Dans le deuxième chapitre, nous exposons la théorie des différentes topologies concernant le filtrage actif.

Dans le troisième chapitre, nous exposons la solution de réduction des harmoniques basés sur le filtrage actif parallèle de topologie triphasée en utilisant les commandes linéaires du type direct et indirect. Des résultats de simulations seront présentés pour les deux types de commande et une validation expérimentale de la commande de type indirecte.

Dans le quatrième chapitre, nous exposons la solution de réduction des harmoniques basés sur le filtrage actif triphasé en utilisant la commande non linéaire de type directe,. Des résultats de simulations et d'expérimentations seront présentés aussi dans ce chapitre.

Enfin, nous terminons notre projet par une conclusion générale relative aux résultats de simulation et d'expérimentation.

CHAPITRE 1

GENERALITE ET DEFINITIONS

1.1 Introduction

L'énergie électrique que nous utilisons, est produite sous forme d'une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée, dont les paramètres caractéristiques sont la fréquence et l'amplitude nominales. Cependant, les perturbations électriques sont produites de l'altération d'un ou plusieurs de ces paramètres.

L'utilisation de plus en plus fréquente de charges polluantes produit des effets négatifs considérables sur le réseau. Ces charges polluantes absorbent des courants non sinusoïdaux tout en étant alimentés par des sources sinusoïdales, elles se comportent par conséquent comme des générateurs d'harmoniques et échangent en plus de l'énergie réactive. Ceci a pour effet, la déformation de la tension réseau via son impédance de court circuit, et une réduction de la puissance active disponible par les générateurs, les transformateurs ou les lignes de distribution d'électricité. Cette préoccupation, qui s'accompagne d'une législation de plus en plus sévère en matière de pollution harmonique, justifie le développement de nouvelles solutions à base de composants actifs afin de préserver toutes pollutions du réseau électrique.

Ce chapitre met en évidence l'origine des harmoniques et leurs conséquences sur le réseau et son environnement. En premier, on met l'accent sur les origines et les effets de la pollution harmonique sur les réseaux et sur les équipements connectés. Les solutions traditionnelles utilisées pour limiter cette pollution seront exposées.

1.2 Perturbation des réseaux

Un récepteur d'énergie est considéré par le distributeur de l'électricité comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou déséquilibrés et/ou il échange de l'énergie réactive [1].

Les courants non sinusoïdaux ou déséquilibrés peuvent déformer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque son impédance n'est plus négligeable. L'échange de l'énergie réactive réduit la puissance active que les générateurs, les transformateurs ou les lignes peuvent produire ou transmettre.

le schéma équivalent d'une source monophasée alimentant une charge Z_c dite polluante est donné à la figure 1 .

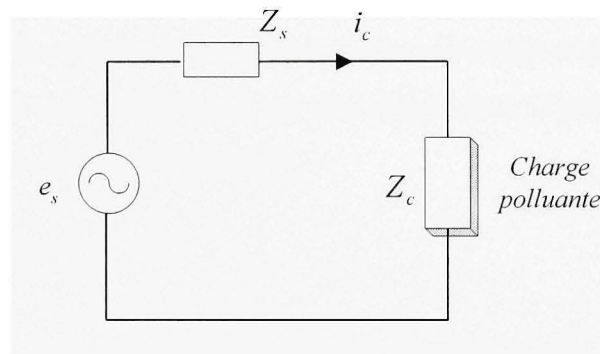


Figure 1 Schéma équivalent (source + charge)

Si Z_c non linéaire : conséquence perturbation harmonique et échange de l'énergie réactive avec la source.

Si Z_c linéaire : conséquence échange de l'énergie réactive avec la source.

Le courant i_c demandé par la charge est :

$$i_c = i_{cf} + i_{ch} \quad (1.1)$$

avec i_{ch} : Composante harmonique de i_c

i_{cf} : Composante fondamentale de i_c .

Les développements incessants dans le secteur industriel ont imposé une utilisation de plus en plus fréquente des convertisseurs qui sont devenus, par conséquent, la cause principale de la pollution des réseaux électriques. Les convertisseurs CA/CC se classent parmi les premiers pollueurs en milieux industriels, suivis des gradateurs et puis les fours à arcs, les réactances à noyau de fer, le chauffage par induction, etc.

1.3 Caractérisation des perturbations

Plusieurs grandeurs peuvent caractériser la distorsion en régime déformé : le taux de distorsion harmonique (THD), le facteur de distorsion F_d et le facteur de crête F_C . Nous limiterons l'analyse dans le cas où la source de tension est sinusoïdale (valeur efficace V_{eff}) et où le courant absorbé par la charge est pourvu de composantes harmoniques.

Le courant instantanés $i_c(t)$ de la charge est périodique, donc il peut être décomposé sous la forme d'une série de Fourier définie par :

$$i_c(t) = I_{co} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{cn} \sqrt{2} \sin[n\omega t + \alpha_n] \quad (1.2)$$

avec I_{co} : valeur de la composante continue, dans ce cas elle est nulle,

ω : pulsation de la fréquence fondamentale,

n : rang de l'harmonique,

I_{cn} : valeur efficace de l'harmonique de rang n ,

α_n : phase de l'harmonique de rang n .

La valeur efficace I_{eff} du courant $i_c(t)$ s'écrit :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_c^2 dt} \quad (1.3)$$

1.3.1 Facteur de puissance

Dans le cas d'un réseau équilibré, la puissance apparente S est définie par :

$$S = V_{eff} \cdot I_{eff} = V_{eff} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_c^2 dt} \quad (1.4)$$

La puissance active P , conséquence d'un déphasage entre les fondamentaux du courant et de la tension est alors :

$$P = V_{eff} \cdot I_{c1} \cdot \cos(\alpha_1) \quad (1.5)$$

Le facteur de puissance F_p , défini par le rapport entre la puissance active et la puissance apparente s'exprime par :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{I_{c1}}{I_{eff}} \cos(\alpha_1) \quad (1.6)$$

La puissance réactive Q , est quant à elle définie par :

$$Q = V_{eff} I_{c1} \sin \alpha_1 \quad (1.7)$$

Afin d'estimer la participation des harmoniques dans la puissance apparente, on utilise la notion de puissance fluctuante D définie par :

$$D = V_{eff} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2} \quad (1.8)$$

La puissance apparente peut donc se mettre sous la forme :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (1.9)$$

Le facteur de puissance s'écrit alors :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.10)$$

D'où, on peut constater que le facteur de puissance se dégrade par la présence d'harmoniques d'une part et la consommation d'énergie réactive d'autre part.

1.3.2 Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique permet d'évaluer l'écart entre la forme d'onde réelle et la forme d'onde sinusoïdale pour un courant ou une tension. Il représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamental. Le taux global de distorsion harmonique caractérisant l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformée est défini de la façon suivante :

$$THD\% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2}}{I_{L1}} 100 \quad (1.11)$$

En utilisant le THD en courant, le facteur de puissance devient:

$$F_p = \frac{\cos\alpha_1}{\sqrt{1+THD^2}} \quad (1.12)$$

1.3.3 Facteur de distorsion

Le facteur de distorsion F_d est défini par :

$$F_d = \frac{I_{L1}}{I_{eff}} \quad (1.13)$$

Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît.

1.3.4 Facteur de crête

Le facteur de crête F_c est donné par l'équation (1.14):

$$F_c = \frac{\text{valeur crête}}{\text{valeur efficace}} \quad (1.14)$$

Pour une onde sinusoïdale F_c est égal à 1.41. Le facteur de crête peut atteindre des valeurs supérieures à 5 pour des ondes très déformées.

1.4 Effets des harmoniques

Face à l'impact de la pollution causé par les harmoniques, des réglementations strictes portant sur le taux d'harmoniques et le facteur de puissance dans les installations industrielles ont été imposées par les organismes de normalisation tels que la C.I.E (Commission Internationale Électronique) et la C.E.E (Commission internationale de réglementation en vue de l'approbation de l'Équipement Électrique). Si la puissance de court circuit du réseau est très grande par rapport à la puissance nominale de l'équipement pollueur, il n'y a pas de précautions spéciales à prendre, sinon, si le rapport entre la puissance nominale de l'équipement pollueur S_n , et la puissance de court circuit S_{cc} au point de raccordement dépasse une certaine valeur normalisée (exemple : 120 pour un redresseur hexaphasés dans un réseau BT), il faut avoir recours à des filtres qui absorbent les harmoniques qui se propagent dans le réseau, ainsi que des compensateurs d'énergies réactives. L'insuffisance des solutions classiques basées sur des filtres passifs a permis de développer de nouvelles structures de convertisseurs non polluant permettant à la fois de neutraliser les harmoniques en amont du montage pollueur et de compenser l'énergie réactive.

1.5 Normes et réglementations

Pour éviter tous les désagréments générés par la présence de courants et de tensions harmoniques sur le réseau et pour préserver la pollution du réseau, les utilisateurs sont de plus en plus tenus de respecter un certain nombre de normes qui sont résumées dans les tableaux 1 et 2.

Tableau I

Valeurs des niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques dans les réseaux d'énergie à basse tension (CEI 1000-2-4)

<i>Valeurs des niveaux de compatibilité (1) pour les tensions harmoniques dans les réseaux d'énergie à base tension</i>					
Harmoniques impairs non multiples de 3		Harmoniques impairs multiples de 3		Harmoniques pairs	
Rang harmonique n	Tension (2) harmonique %	Rang harmonique n	Tension harmonique %	Rang harmonique n	Tension harmonique %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	$0.2+12.5/n$				
(1) Ces taux de compatibilité correspondent à une probabilité de non-dépassement de 95%.					
(2) Ces valeurs sont exprimées en pour-cent de la tension nominale à la fréquence fondamentale.					
- Norme CEI 10002-4 : 1994					

Tableau II

Limites pour les émissions de courant harmonique (CEI 1000-3-2)

<i>Limites pour les émissions de courant harmonique</i> <i>(courant appelé par les appareils $\leq 16A$ par phase de classe A)</i>			
Harmoniques impairs		Harmoniques pairs	
Rang harmonique n	Courant harmonique maximal autorisé (A)	Rang harmonique n	Courant harmonique maximal autorisé (A)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	$8 \leq n \leq 40$	
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq n \leq 39$	$0.15.(15/n)$		
Norme CEI 1000-3-2 : 1995			

1.6 Solutions de réduction des perturbations

Pour pallier aux problèmes générés par les charges non linéaires et notamment à la production d'harmoniques et à la consommation de la puissance réactive, plusieurs solutions peuvent être envisagées :

1.6.1 Solutions classiques de dépollution de l'onde électrique

1.6.1.1 Filtrage passif

Les solutions classiques généralement utilisées pour réduire les harmoniques et

augmenter le facteur de puissance consistent en des filtres passifs parallèles qui piègent les courants harmoniques localement et limitent leur propagation dans le réseau. Il s'agit de filtres passifs accordés ou résonnants et de filtres passifs passe-haut du second ordre ou amortis. Cette solution extrêmement simple de principe et fort répandue, pose tout de même certains problèmes :

- La conception du filtre nécessite une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique.
- Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source.
- Aux fréquences spécifiques, il existe des anti-résonances entre l'impédance de source et les filtres passifs. En plus, des harmoniques de courants générés par la tension de source non-sinusoïdale s'écoulent par les filtres passifs LC ;
- La variation de fréquence de la source alternative affecte les caractéristiques de compensation des filtres passifs. Par conséquent, la taille des composants dans chaque branche accordée devient peu pratique si la variation de fréquence est grande. En systèmes de puissance nous considérons une grande variation de la fréquence de plus ou moins 0,5 Hz [1];
- Toute modification du réseau (restructuration, nouveaux clients, ...), en changeant la fréquence d'accord, peut rendre le filtre passif inadapté et perturbateur (phénomène de résonance). Donc, si le réseau se modifie, il faut modifier les paramètres du filtre.
- Afin de limiter les risques de résonance en tension, le facteur de qualité du filtre accordé est dégradé et provoque une consommation de puissance active [2].
- Pour le fondamental, ces circuits ont un comportement capacitif et sont une source de puissance réactive.

Ces problèmes rendent la conception des filtres passifs difficiles, étant donné que le spectre généré est variable, leurs combinaisons pour des rangs d'harmoniques fixes ne

suffisent plus pour dépolluer les réseaux soumis à des perturbations dont le caractère est de plus en plus dynamique.

1.6.1.1.1 Filtre accordé ou résonnant

Le filtrage passif résonnant est constitué d'un circuit résonnant composé d'un condensateur et d'une inductance en série accordés sur la fréquence de l'harmonique que l'on veut éliminer (figure 2a). Ce filtre possède une impédance faible pour l'harmonique concerné et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Par conséquent il faut autant de circuit résonnant que d'harmonique à supprimer.

Dans le cas d'une installation, du type réseau embarqué par exemple, soumise à des variations importantes de la fréquence (de l'ordre de 10%), de la puissance de court-circuit et où les fréquences de certains harmoniques sont variables (fonction de la vitesse), les filtres passifs sont mal adaptés : pour être toujours efficaces, ils doivent être à large bande, ce qui rend leur réalisation délicate et entraîne une augmentation des pertes, de leur puissance, de leur volume et de leur coût. La figure 2b illustre le schéma harmonique équivalent vu des points M et N. Avant l'insertion du filtre passif, l'impédance du réseau lorsqu'on néglige la résistance interne de l'inductance (Z_s est souvent approximé par une inductance L_s) a pour expression [3] :

$$Z_{s(Avant\ filtrage)} = jL_s h\omega \quad (1.15)$$

Après filtrage l'impédance du réseau vue des points M et N pour l'harmonique du rang h devient :

$$Z_{s(Après\ filtrage)} = \frac{jL_s h\omega (1 - L_h C_h(h\omega)^2 + jr_h C_h(h\omega))}{1 - (L_s + L_h)C_h(h\omega)^2 + jr_h C_h(h\omega)} \quad (1.16)$$

$$\text{La fréquence d'accord est : } f_r = \frac{1}{2\pi h \sqrt{L_h C_h}} \quad (1.17)$$

La fréquence d'antirésonance, due à l'inductance du réseau L_s est inférieure à la fréquence de résonance. L'impédance d'antirésonance peut entraîner une surtension à la

$$\text{fréquence : } f_{ar} = \frac{1}{2\pi h \sqrt{(L_s + L_h)C_h}} \quad (1.18)$$

L'impédance après filtrage vue par le réseau par rapport à l'impédance de court circuit

$$\left(\frac{Z_{sap}}{Z_{sav}} \right) \text{ en fonction de la fréquence lorsque le filtre résonnant est accordé à l'harmonique}$$

5 est donné par la figure 2c.

Avec L_s, r_s : L'inductance et la résistance du réseau

L_h, r_h, C_h : L'inductance, la résistance et le condensateur du filtre passif résonnant

L_L, r_L : L'inductance et résistance de la charge

h : Le rang de l'harmonique

f_r : Fréquence de résonance

f_{ar} : Fréquence d'antirésonance

Z_{sav} : Impédance du réseau avant filtrage

Z_{sap} : Impédance du réseau après filtrage

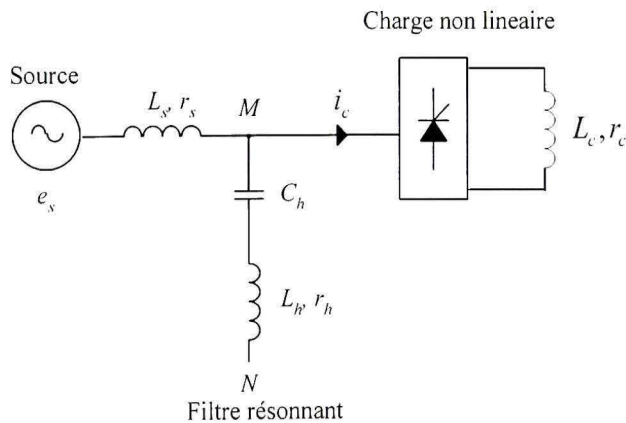


Figure 2a Représentation unifilaire du système

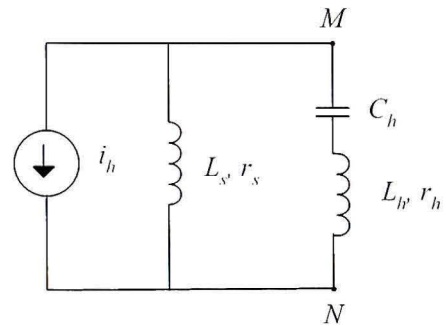


Figure 2b Schéma harmonique équivalent vu des points M et N

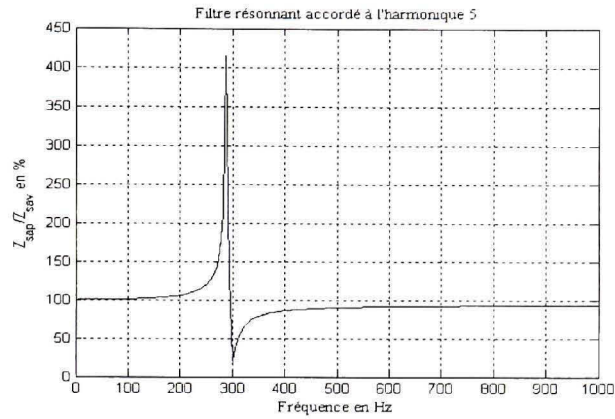


Figure 2c Caractéristique de compensation

Figure 2 Filtre accordé ou résonnant.

1.6.1.1.2 Filtre passe-haut du second ordre ou amorti

Le filtre passif passe-haut du second ordre à résonance est constitué d'éléments passifs RLC conformément à la figure 3a. Ce filtre a l'intérêt d'éliminer les courants harmoniques sur une large bande. La résistance d'amortissement a pour rôle d'atténuer l'antirésonance ($Z_{ar} < \infty$) et de rendre le filtre moins efficace au rang d'accord ($Z_r = 0$). Après filtrage l'impédance du réseau vue des points M et N pour l'harmonique du rang h à pour expression :

$$Z_{s(\text{Après filtrage})} = \frac{jL_s h\omega (R + r_h - RL_h C_h (h\omega)^2 + j(Rr_h C_h + L_h)h\omega)}{R + r_h - (RL_s + r_h L_s + RL_h)C_h (h\omega)^2 + jL_h h\omega (1 - L_s C_h (h\omega)^2)} \quad (1.19)$$

La caractéristique de compensation d'un filtre résonnant amorti accordé à l'harmonique 5 est représentée sur la figure 3c.

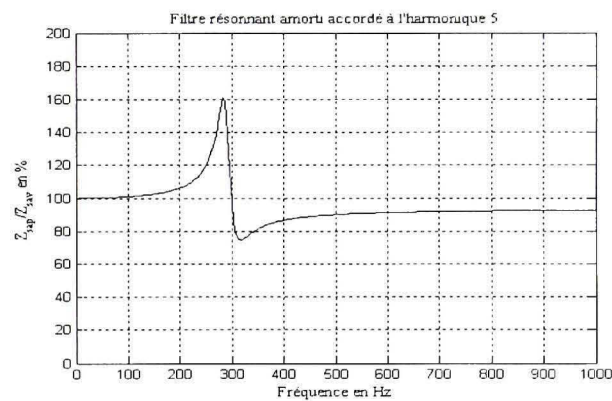
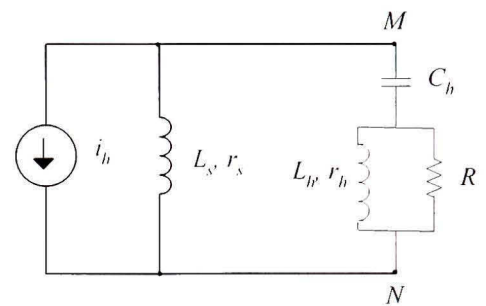
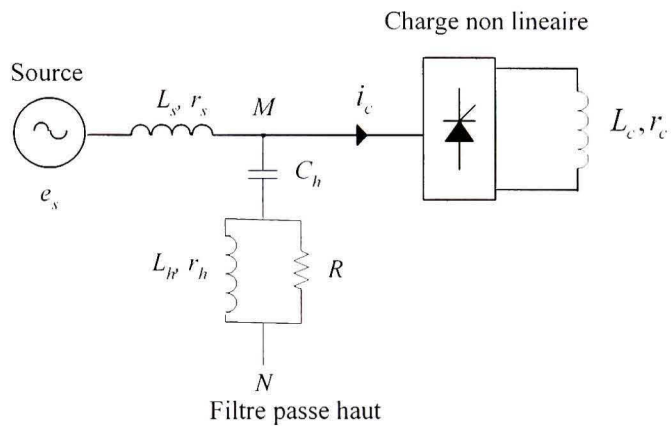


Figure 3 Filtre passe-haut du second ordre ou amorti

1.6.1.1.3 Filtre résonnant amorti accordé aux harmoniques 5 et 7

On branche en parallèle avec le réseau des filtres résonnants chacun accordé à un rang harmonique particulier dans le but d'éliminer plusieurs harmoniques. La figure 4 illustre l'exemple d'un filtre résonnant amorti accordé aux harmoniques de rang 5 et 7.

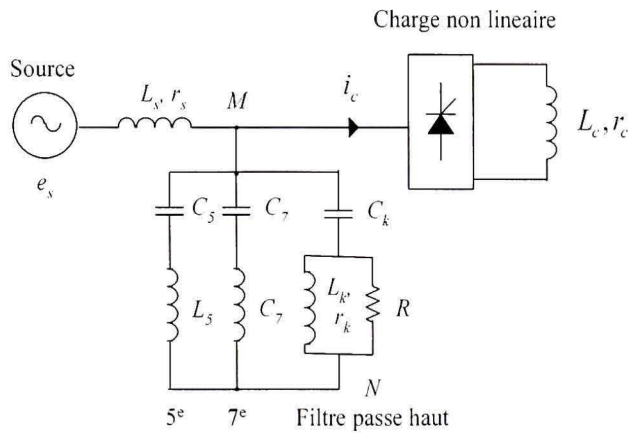


Figure 4a Représentation unifilaire du système

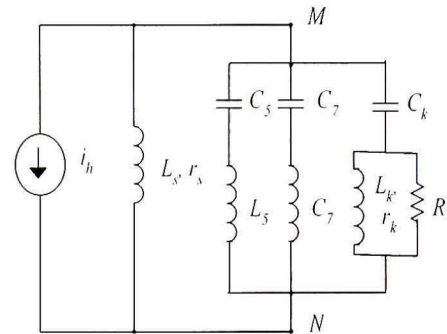


Figure 4b Schéma harmonique équivalent vu des points M et N

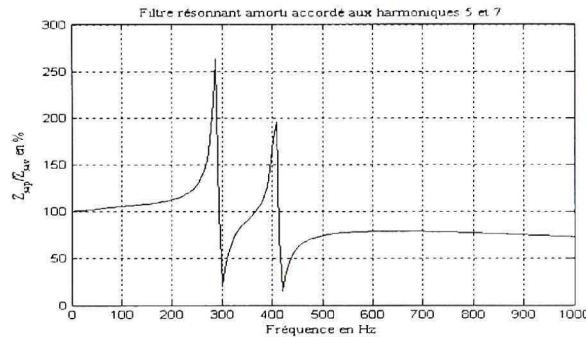


Figure 4 Filtrage passif résonnant amorti accordé aux harmoniques de rang 5 et 7

1.6.1.2 Filtrage actif

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs IGBT, MOS, BipMOS.... commutant des puissances de plus en plus élevées à des fréquences importantes, ont permis de répondre par de nouvelles solutions aux problèmes de perturbations des réseaux. Les inconvénients des solutions de dépollution classiques telle que celle du filtrage passif (antirésonance, surcharge et forte dépendance de l'environnement, ...) ont conduit à la conception de nouvelles structures "auto-adaptatives" pour la suppression des harmoniques appelées filtres actifs. Il vient se rajouter à des structures déjà existantes de convertisseurs. Il peut également être utilisé comme complément aux

solutions traditionnelles de réjection des harmoniques. Le principe du filtrage actif est l'injection de courants (ou des tensions) harmoniques en opposition de phase avec les harmoniques que l'on désire compenser : courants harmoniques absorbés par la charge et/ou de tensions harmoniques présentes sur le réseau.

Plusieurs solutions technologiques à base d'électronique de puissance sont envisageables. Selon que la source de courant commandée est construite à partir d'un onduleur de tension ou d'un commutateur de courant, le filtre actif est dit à «structure tension» ou à «structure courant».

1.6.1.2.1 L'onduleur à structure tension

Pour la structure onduleur de tension (figure 5), la source de tension continue est un condensateur C_{dc} , la tension V_{dc} aux bornes de C_{dc} doit être maintenue constante afin d'éviter tout risque de détérioration des interrupteurs de puissance. Une valeur trop en dessous de la tension de référence causerait également un préjudice quant aux performances du filtre actif.

L'implantation d'une régulation est donc nécessaire pour éliminer les fluctuations de V_{dc} . Les interrupteurs sont réversibles en courant. Ils sont formés à partir de composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires, MOS, IGBT, GTO), en anti-parallèle avec une diode. L'inductance L_f qui constitue un filtre du premier ordre, placée à la sortie du filtre actif, sert à limiter les variations des courants harmoniques dues aux commutations des bras.

L'onduleur de tension alimente l'inductance L_f placée en série avec une source de tension quasi-sinusoïdale. La variation des courants générés est contrôlée directement par les tensions commutées de l'onduleur. La correction des erreurs se fait de façon très rapide, c'est pourquoi la régulation de la tension V_{dc} à mettre en oeuvre sera plus aisée.

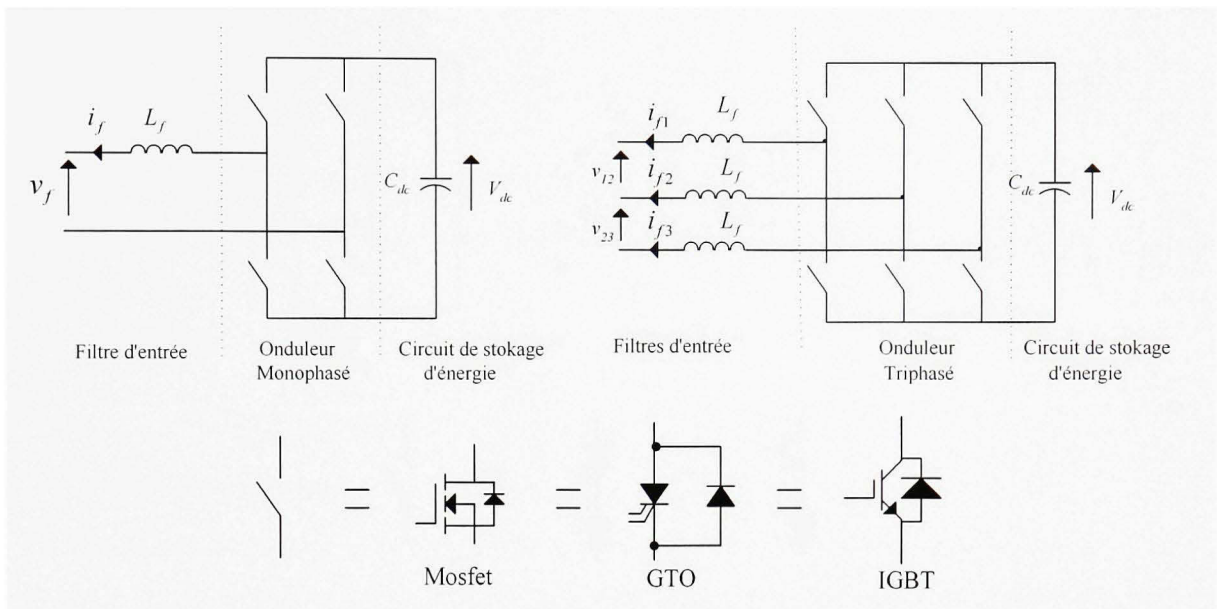


Figure 5 Onduleur de tension

1.6.1.2.2 L'onduleur à structure courant

La figure 6 illustre la structure onduleur de courant avec du côté continu une inductance L_{dc} de réserve d'énergie et du côté alternatif un condensateur en parallèle pour respecter la règle fondamentale qui consiste à ne connecter une source de tension qu'à une source de courant. Les interrupteurs sont unidirectionnels, ils ne peuvent pas tenir une tension inverse et nécessitent une diode en série. Le filtre haute fréquence $L_f C_f$ absorbe les harmoniques hautes fréquences de découpage.

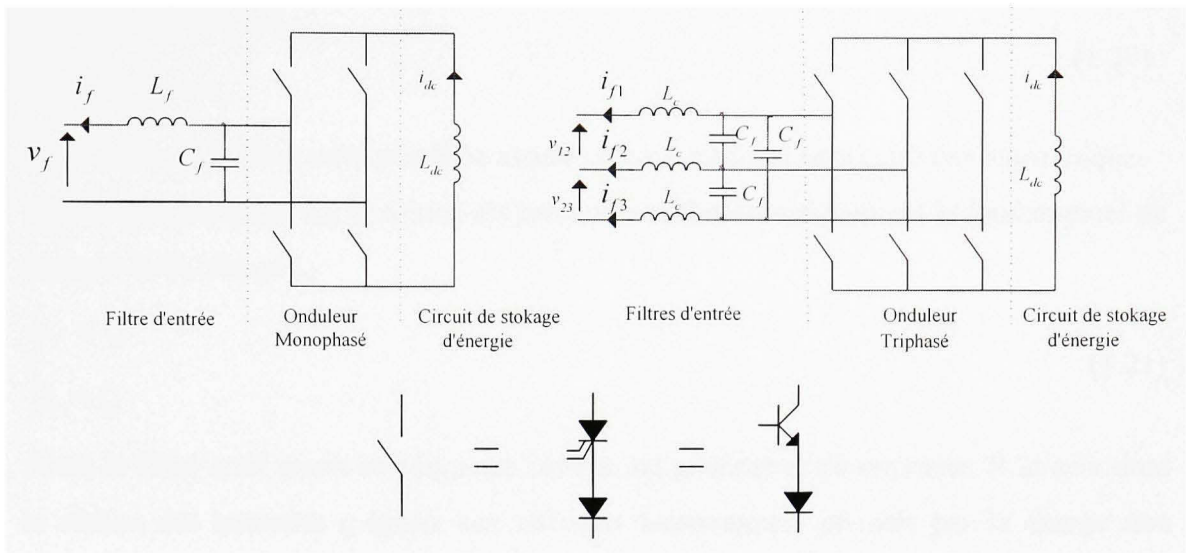


Figure 6 Onduleur de courant

1.6.1.2.3 Topologies de filtres actifs

Différentes topologies de filtres actifs sont proposées dans la littérature ; quelques-unes d'entre elles sont décrites ci-après. Pour chaque topologie interviennent des problèmes de caractéristiques nominales requises des composants, et de méthode de détermination des caractéristiques du compensateur pour les charges à compenser.

1.6.1.2.3.1 Filtre actif parallèle

Appelé aussi filtre actif «shunt», il est connecté en parallèle sur le réseau. Il est dimensionné pour la seule puissance harmonique (ou le courant harmonique) absorbée par la ou les charges non linéaires. Son indépendance totale vis-à-vis de la source et de la charge lui confère auto-adaptabilité, fiabilité et performances. Les relations qui en découlent sont :

$$\begin{cases} i_s + i_f = i_c = i_{cf} + i_{ch} \\ e_s - Z_{cc} \cdot i_s = v_s \end{cases} \quad (1.20)$$

De la sorte, si le filtre actif parallèle assure un courant i_f qui sera celui des harmoniques appelés par la charge i_{ch} , la source est préservée et fournit uniquement le fondamental du courant de la charge i_{cf} :

$$\begin{cases} i_f = i_{ch} \\ i_s = i_{cf} \end{cases} \quad (1.21)$$

Ainsi le filtre actif shunt se comporte comme un générateur de courants. Il injecte dans le réseau des courants i_f égaux aux courants harmoniques générés par la charge non linéaire i_{ch} et en opposition de phase. Ainsi le courant de ligne après compensation i_s est sinusoïdal. Cette structure shunt permet également de compenser la puissance réactive [4].

En supposant les tensions harmoniques e_{sh} négligeables, la tension v_s au niveau du point de raccordement devient sinusoïdale après compensation.

L'utilisation d'un filtre actif shunt, qui constitue la solution la plus avantageuse pour combattre la pollution harmonique du côté utilisateur réseau, est la plus répandue [5-1].

La figure 7 montre les deux structures possibles les plus simples du filtre actif parallèle, à réserve inductive et à réserve capacitive [6-7].

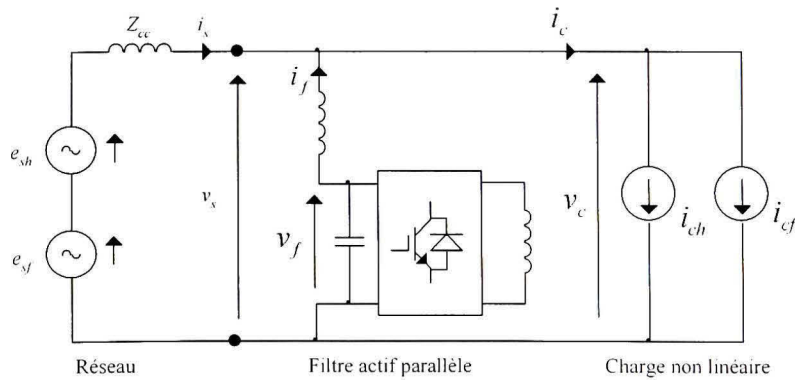


Figure 7a Filtre actif parallèle à réserve inductive

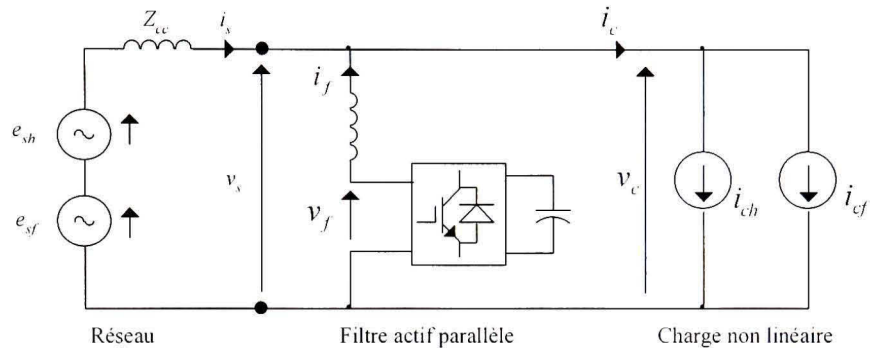


Figure 7b Filtre actif parallèle à réserve capacitive

Figure 7 Filtre actif parallèle

Avec e_{sf} : composante fondamentale de la tension d'alimentation,
 e_{sh} : composantes harmoniques de la tension d'alimentation,
 i_f : courant de sortie du filtre actif,
 i_c : courant de la charge,
 i_{cf} : composante fondamentale du courant de la charge,
 i_{ch} : composantes harmoniques du courant de la charge,
 i_s : courant délivré par la source,
 v_f : tension de sortie du filtre actif,
 v_{dc} : tension aux bornes de la charge,
 v_s : tension mesurée au point de raccordement.
 Z_{cc} : impédance de court-circuit.

Le filtre actif shunt peut fonctionner comme un compensateur de tensions harmoniques. Il permet de maintenir sinusoïdale la tension au point de raccordement quelque soit le courant absorbé par la charge ou la qualité de la source de tension [8]. Le principal inconvénient de cette stratégie de compensation est que le courant à fournir par le filtre est important si la puissance de court-circuit du réseau est importante (Z_s faible). En effet, le dimensionnement en courant du filtre actif dépend du rapport e_{sh}/Z_s .

1.6.1.2.3.2 Filtre actif série

Ce type de compensateur, connecté en série sur le réseau de distribution, compense à la fois les courants harmoniques générés par la charge i_{ch} et la distorsion de tension déjà présente sur le réseau e_{sh} (figure 8) [9]. Il doit être dimensionné pour la puissance totale de la charge.

Ce filtre fournit une tension v_f qui s'oppose à la tension harmonique e_{sh} venant de la source et à la chute de tension harmonique $Z_s i_{ch}$ due à la charge non linéaire. La tension insérée v_f peut être réglée de manière à ce que la tension après la compensation v_s soit de même amplitude que la tension de la charge v_c mais déphasée d'un angle α . Le compensateur série se comporte alors comme un compensateur d'énergie réactive. Il est tout à fait possible de conjuguer les deux types de compensation (harmoniques et énergie réactive). Pour la compensation des courants de la charge, le filtre série se comporte comme une impédance infinie aux fréquences harmoniques et comme une impédance nulle à la fréquence fondamentale. Son rôle d'isolateur empêche ainsi les courants harmoniques de remonter vers le réseau.

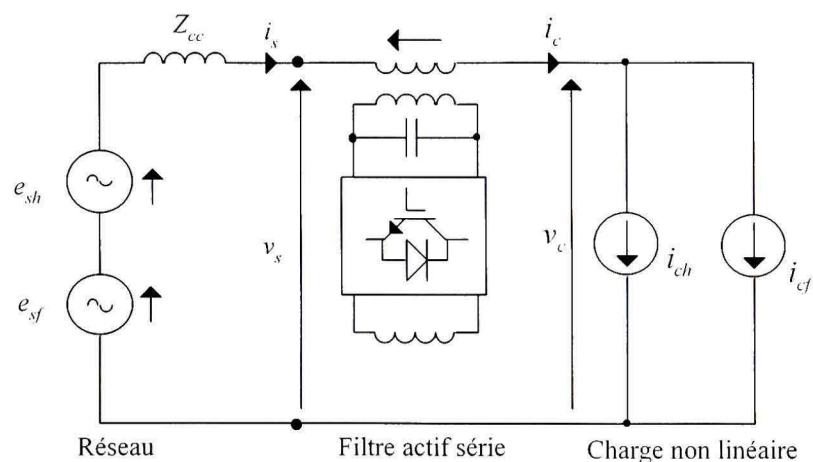


Figure 8a Filtre actif série à réserve inductive

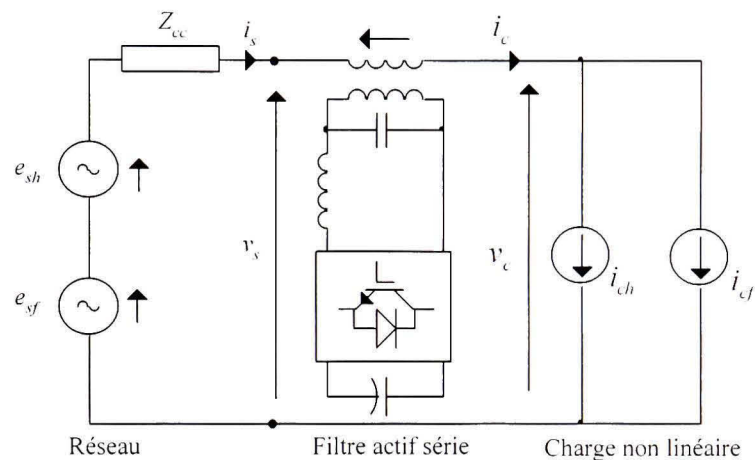


Figure 8b Filtre actif série à réserve capacitive

Figure 8 Filtre actif série

Contrairement au filtre actif parallèle, le filtre actif série est parcourue par la totalité du courant de la ligne.

En cas de court-circuit de la charge, il doit toutefois supporter la tension réseau ou le courant de court-circuit. Un moyen de protection efficace pour le court-circuiter très rapidement lui est donc associé. Le filtre actif série est relié au réseau grâce à un transformateur de courant dont la puissance est très supérieure à celle des transformateurs de courant classiques dédiés à la mesure. Il faut donc réaliser des transformateurs spécifiques à l'application.

1.6.1.2.3.3 Avantages des filtres actifs

Le filtre actif offre de nombreux avantages :

- il peut compenser plusieurs rangs harmoniques (dans la limite de sa bande passante),
- il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau,
- il est insensible à la variation des caractéristiques du réseau.

- il n'y a aucun risque de surcharge lorsque le niveau de pollution harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre actif. Le filtre fonctionne au maximum de ses capacités et tout risque de destruction est écarté,
- la compensation de la puissance réactive est envisageable,
- le risque de résonance (amplification des harmoniques) entre filtre et impédance du réseau, qui existe avec un filtre passif, est supprimé.

Dans le tableau ci dessous est décrit une comparaison entre le filtre actif et le filtre passif

Tableau III

Comparaison entre filtrage actif et filtrage passif

Critère de comparaison	Filtre actif	Filtre passif
Action sur les courants harmoniques	Agit simultanément sur plusieurs fréquences selon sa bande passante	Nécessite un filtre pour chaque harmonique (encombrant)
Interaction entre filtres voisins	Pas de risque	Risque de destruction de filtres accordés à des fréquences voisines (résonance)
Influence d'une variation de fréquence	Aucune conséquence	Efficacité réduite (le filtre est calculé pour une fréquence exacte)
Surcharge	Pas de risque	Risque de détérioration lorsque le courant harmonique à compenser dépasse ses capacités
Variation de l'impédance du réseau	Aucune conséquence	Risque d'amplification des harmoniques (déplacement de la fréquence d'antirésonance vers une fréquence harmonique)
Vieillessement	Pas d'influence sur les performances	Risque de dégradation des performances (dérive de la fréquence d'accord)
Raccordement	Pas d'étude préalable	Étude au cas par cas
Surveillance de fonctionnement	Réalisée par le système de contrôle commande	Pas de surveillance
Influence d'une augmentation de courant	Aucun risque de surcharge, mais efficacité diminuée	Risque de surcharge et de détérioration
Rajout d'équipement en aval	Pas de problème (dans la limite de la puissance du filtre)	Nécessite des modifications sur le filtre, dans certains cas
Encombrement	Faible	Important
Poids	Faible	Élevé
Coût	Coût composant plus élevé Pas de coût d'étude de dimensionnement	Coût composant plus faible Étude de dimensionnement obligatoire

CHAPITRE 2

FILTRE SHUNT ACTIF

2.1 Introduction

Ce chapitre comporte quatre parties, la première partie décrit la structure générale du filtre actif parallèle, laquelle a été divisée en deux : la partie puissance et la partie commande. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'ensemble des contraintes et de régulation du bus dc du filtre actif parallèle. La troisième et la quatrième parties de ce chapitre viendront corroborer les méthodes de régulation proposées dans cette thèse en vue d'étudier la faisabilité de la commande du filtre actif parallèle. Dans un premier temps, nous approcherons des contraintes économiques de dimensionnement du filtre actif parallèle à travers l'estimation de la puissance apparente de ce dernier dans les trois cas habituels de compensation.

2.2 Filtre actif parallèle

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure 9, injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques et réactifs), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

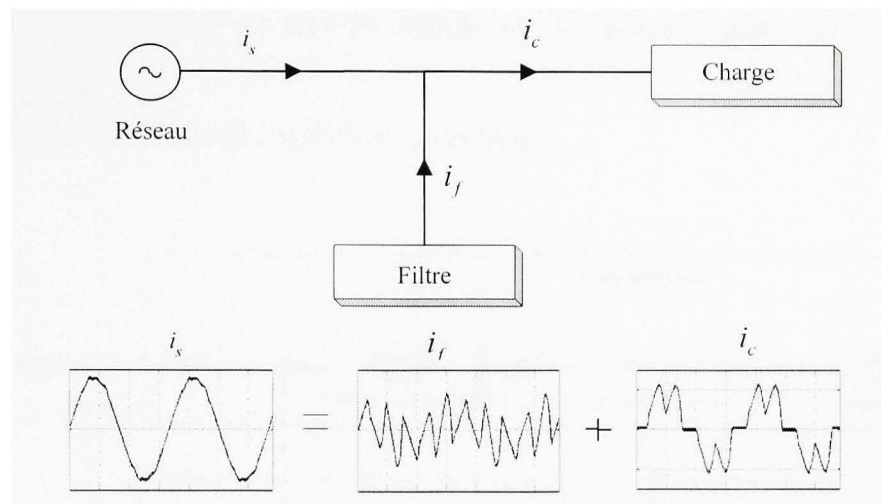


Figure 9 Schéma bloc du filtre actif connecté en parallèle sur le réseau

2.2.1 Topologie générale

La structure générale du filtre actif parallèle est représentée dans la figure 10, laquelle se présente sous la forme de deux blocs : la partie puissance et la partie commande. La partie puissance est constituée[10] :

- d'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT, ...etc.) avec des diodes en antiparallèle,
- d'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif,
- d'un filtre de sortie.

La partie commande est constituée :

- de la méthode d'identification des courants perturbés,
- du système à base de PLL qui sera intégré dans la méthode d'identification des courants,
- de la régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie,

- de la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension,
- de la commande de l'onduleur de tension.

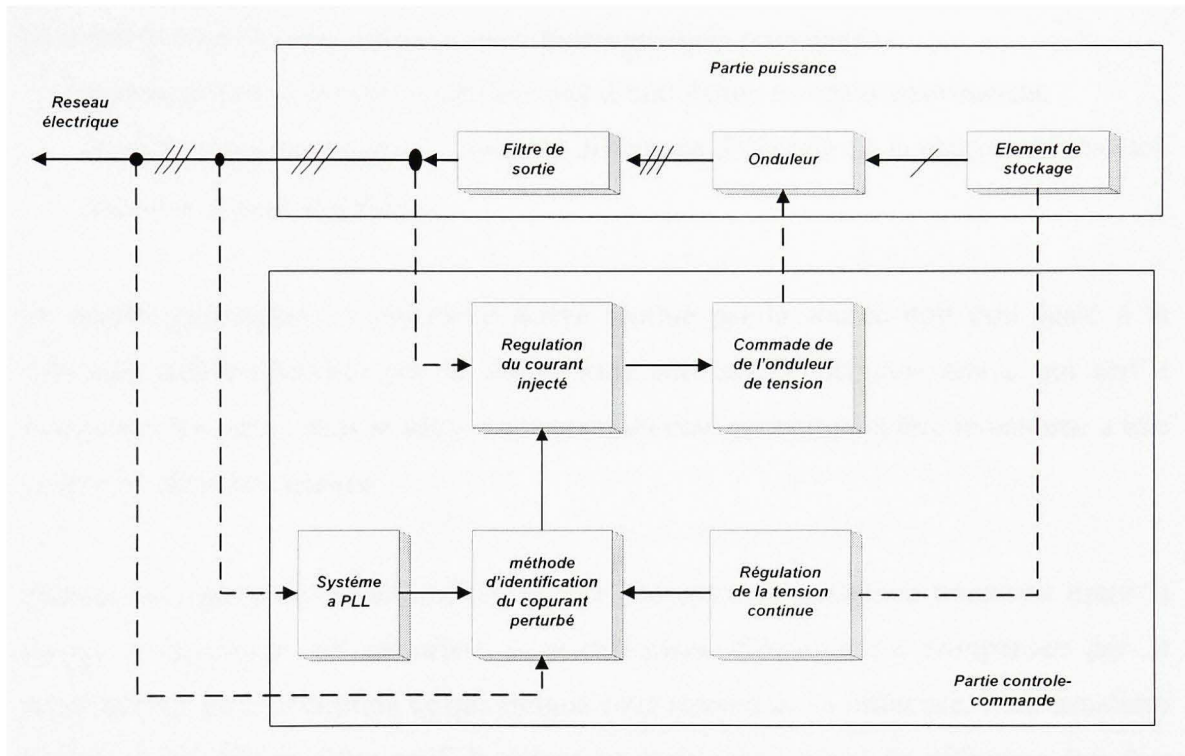


Figure 10 Structure générale du filtre actif parallèle

2.2.2 Système de stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension continue V_{dc} . Le choix des paramètres du système de stockage (V_{dc} et C_{dc}) se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle. En effet, une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue V_{dc} , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par

le choix de C_{dc} , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible.

Le condensateur du côté continu a deux fonctionnalités principales :

- maintenir la tension avec un faible taux d'ondulation en régime permanent,
- être un réservoir qui sert à fournir la différence d'énergie de la charge et la source durant le régime transitoire.

En régime permanent, la puissance active fournie par la source doit être égale à la puissance active absorbée par la charge plus une faible puissance active qui sert à compenser les pertes dans le filtre. La tension du côté continu peut être maintenue à une valeur de référence désirée.

Néanmoins, quand les conditions de charge changent, la puissance transite entre la source et la charge est perturbée et la différence d'énergie est compensée par le condensateur du côté continu ce qui éloigne cette tension de sa référence. Pour satisfaire les fonctionnalités du filtre actif, la valeur maximale du courant de référence doit être ajustée proportionnellement à l'énergie fournie par la source. Si la tension aux bornes du condensateur a été régulée et a atteint sa tension de référence, l'énergie fournie par la source est supposée être égale à l'énergie consommée par la charge.

La valeur maximale du courant de référence est obtenue par régulation de la tension côté continu.

2.2.3 Filtre de sortie

Ce filtre ne permet pas de satisfaire simultanément les deux critères de dimensionnement du filtre de sortie :

- *assurer la dynamique du courant.*
- *empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.*

Le bon dimensionnement du filtre de sortie du premier ordre dépendra donc du compromis à trouver entre la dynamique et l'efficacité du filtre actif parallèle. Ce compromis est très difficile à fixer sans l'emploi d'un filtre passif auxiliaire installé à la sortie de l'onduleur ou en amont du côté réseau. Cependant, ce filtre auxiliaire peut causer des effets secondaires non désirés comme la résonance avec d'autres éléments passifs installés sur le réseau électrique. Il occasionne également une consommation de puissance active par sa résistance d'amortissement. De plus, la qualité de filtrage de ces filtres auxiliaires se dégrade avec le temps à cause du vieillissement de leurs éléments passifs.

L'équation de la variation de courant du filtre actif peut s'écrire comme suis :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{v_{dc} - v_s}{L_f} \quad (2.7)$$

On souhaite augmenter la vitesse de variation du courant à compenser, pour cela, d'après l'équation (2.7) on doit diminuer L_f mais sans engendrer une augmentation d'ondulation du courant a la fréquence de commutation.

$$\left(\frac{di_f}{dt} \right)_{\max} = \frac{V_{dc} - v_s(t)}{L_f} \quad (2.8)$$

La vitesse maximale de variation du courant dépend des deux paramètres V_{dc} et $v_s(t)$. Le fait d'augmenter V_{dc} revient à augmenter la rapidité de réponse du courant $i_f(t)$. D'après l'équation (2.8) on peut conclure que la rapidité de réponse de se courant n'est pas la même a chaque instant puisqu'elle dépend également de la valeur instantanée de $v_s(t)$. L'inductance sera alors choisie en fonction de la vitesse maximale de variation du courant et de l'ondulation parasite. Cette inductance sert de filtre haute fréquence.

2.2.4 Stratégies de commande

La stratégie de commande se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel. Trois possibilités d'identification des courants perturbateurs ont déjà été proposées [11-12]:

- identification à partir de la détection du courant de la charge polluante,
- identification à partir de la détection du courant de la source,
- identification à partir de la détection de la tension de la source.

Les différentes méthodes d'identification de courant perturbateur peuvent être regroupées en deux familles d'approche.

La première utilise la transformée de Fourier rapide dans le domaine fréquentiel, pour extraire les harmoniques du courant. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérants. Il est à noter que cette méthode nécessite une grande puissance de calcul afin de réaliser, en temps réel, toutes les transformations nécessaires pour extraire les harmoniques [13].

La deuxième famille est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine

temporel. Certaines de ces méthodes se basent sur le calcul des puissances harmoniques de la charge non linéaire [14]. D'autres peuvent être utilisées pour compenser à la fois les courants harmoniques et la puissance réactive, en se basant sur la soustraction de la partie fondamentale active du courant total.

Récemment, des nouvelles méthodes d'identification ont été présentées pour donner le choix de compenser un, plusieurs ou voire même tous les types de courants perturbateurs. En effet, en se basant sur la régulation de la tension continue et sur celles du réseau électrique aux points de raccordement, nous pouvons compenser à la fois tous les courants perturbateurs, tout en offrant la possibilité de réguler la tension de la charge [15]. Cette méthode, qui ne peut être implantée que numériquement, ne garantit pas une compensation parfaite de la puissance réactive, de même que la régulation de tension n'assure pas toujours une bonne qualité à la tension de la charge.

Une autre méthode, appelée la méthode de détection synchrone et reposant sur la transformée de Park, a été proposée [16]. Cette méthode se base essentiellement sur le calcul de la pulsation fondamentale obtenue par une PLL. Cela exige une précision parfaite du calcul de cette pulsation afin de ne pas avoir des courants identifiés erronés.

Enfin, la méthode d'identification la plus utilisée est celle appelée méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées. Cette méthode offre l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation.

2.2.4.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de

commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre, comme le montre la figure 11, est le principal atout de cette technique.

Les commutations évoluant librement à l'intérieur de bande d'hystérésis, on ne peut maîtriser correctement le spectre haute fréquence dû aux fréquences de commutations.

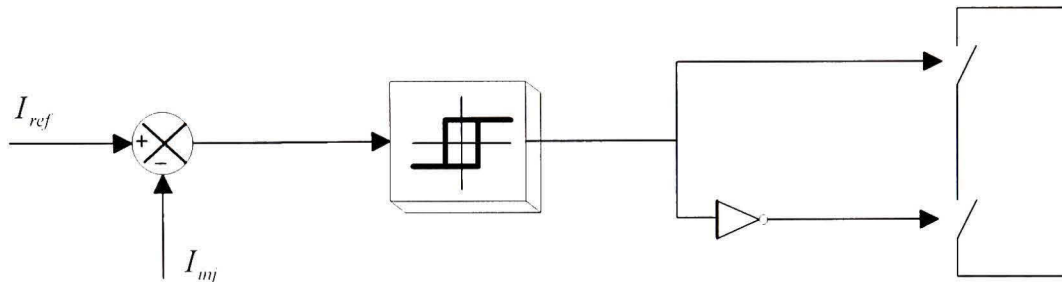


Figure 11 Principe de commande des courants par hystérésis

2.2.4.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion

Afin de contourner les problèmes précédents, nous introduisons une deuxième famille de commande de l'onduleur : la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). La technique de commande par MLI résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur.

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la figure 12.

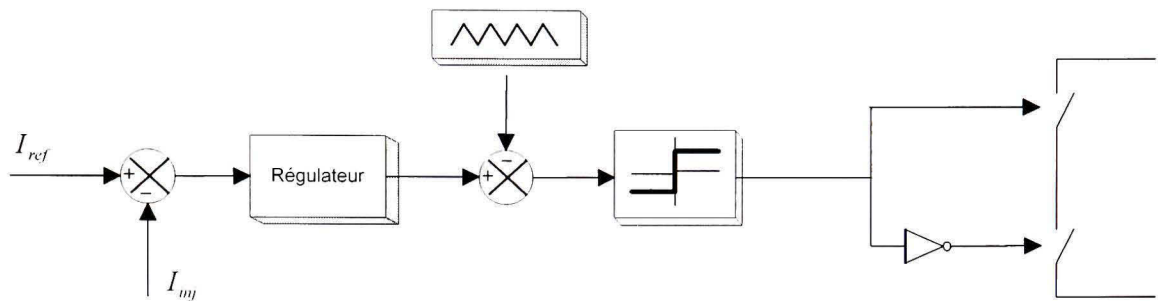


Figure 12 principe de commande des courants par MLI

D'autres techniques de MLI existent également dans la littérature comme la MLI à échantillonnage régulier où on peut distinguer deux méthodes :

- la MLI à échantillonnage régulier symétrique où la référence est échantillonnée à chaque période de la porteuse,
- la MLI à échantillonnage régulier asymétrique où la référence est échantillonnée à la demi période de la porteuse.

Finalement, nous avons choisi, dans la suite de notre étude, la technique de commande à MLI à échantillonnage naturel. Cette technique représente en réalité la MLI analogique et pourra être employée dans la partie de simulation profitant en cela de sa facilité de modélisation.

2.2.5 Compensation des courants harmoniques

La puissance apparente d'une charge non linéaire (S_{ch}) est composée de trois termes de puissance : la puissance active P_{ch} , la puissance réactive Q_{ch} et la puissance déformante D_{ch} , comme l'indique la relation suivante[16] :

$$S_{ch} = \sqrt{P_{ch}^2 + Q_{ch}^2 + D_{ch}^2} = 3V_s I_{n-ch} \quad (2.9)$$

avec V_s la tension du réseau au point de raccordement et I_{n-ch} le courant de la charge non linéaire.

La puissance apparente du filtre actif (S_f) compensant le courant harmonique I_h , injecté par un pont redresseur triphasé à thyristors (pont de Graetz), est donnée par l'équation suivante :

$$S_f = \sqrt{D_{ch}^2} = 3V_s I_h \quad (2.10)$$

Ce courant harmonique I_h qui doit être créé par le filtre actif peut s'écrire de la façon suivante :

$$I_h = \sqrt{I_{n-ch}^2 - I_{fon}^2} \quad (2.11)$$

avec I_{fon} le courant fondamental consommé par la charge non linéaire.

Le courant fondamental et le courant de la charge peuvent être écrits en fonction du courant direct de la charge non linéaire I_d , dans le cas d'une charge type redresseur source de courant, de la façon suivante :

$$I_{n-ch} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d, I_{fon} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (2.12)$$

En reportant les relations (2.11) et (2.12) dans celles de (2.9) et (2.10), on obtient le rapport des puissances (τ_h) donné par l'expression suivante

$$\tau_h = \frac{S_f}{S_{ch}} = \frac{0.24 I_{d-\alpha}}{\sqrt{(2/3)I_d}} \quad (2.13)$$

En prenant $I_d = I_{d-\alpha}$, et pour un angle d'allumage de $\alpha = 0$ des thyristors du pont de Graetz, on peut établir la relation suivante :

$$I_{d-\alpha} = \frac{U_d \cdot \cos \alpha}{R_d} \quad , \quad U_d = \frac{3\sqrt{6}V_s}{\pi} \quad (2.14)$$

avec U_d la tension de la charge non linéaire côté continu.

Des expressions (2.13) et (2.14), on obtient l'expression finale de τ_h donnée par la relation suivante :

$$\tau_h = \left(\frac{\sqrt{\pi^2 - 9}}{\pi} \right) \cdot \cos \alpha \approx 0.3 \cos \alpha \quad (2.15)$$

La figure 13 suivante montre la variation du rapport des puissances, (τ_h), du filtre actif parallèle par rapport à celle de la charge non linéaire, en fonction de l'angle d'allumage(α) des thyristors .

A partir de cette figure, on remarque que pour $\alpha=0$ la puissance maximale du filtre actif est de $S_f \approx 30\% S_{ch}$. Cette puissance diminue avec l'augmentation de l'angle d'allumage (α) grâce à la diminution du courant harmonique.

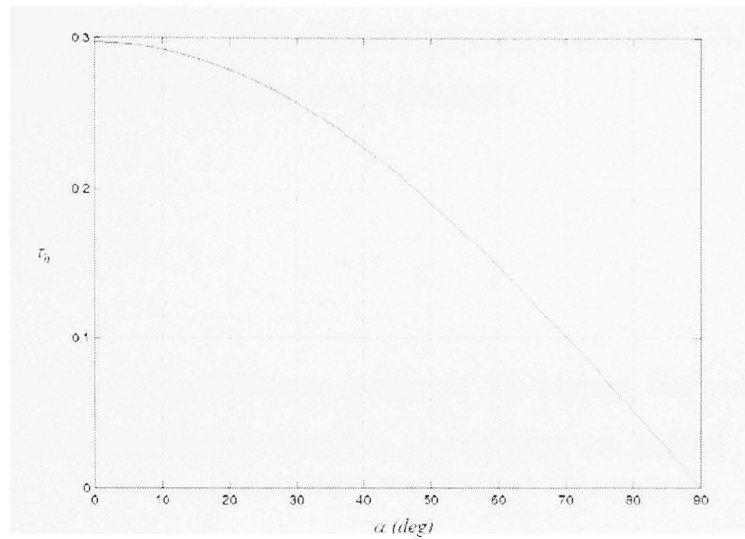


Figure 13 Rapport des puissances du filtre actif parallèle et de la charge non linéaire pour la compensation des courants harmoniques

2.2.6 Compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive

Dans cette seconde étude, nous nous intéresserons au calcul du rapport des puissances apparentes dans le cas d'une compensation du courant harmonique et de la puissance réactive consommés par la même charge non linéaire. Dans ce cas, le rapport des puissances apparentes (τ_{hr}) du *filtre actif parallèle* par rapport à celle de la charge non linéaire est donné par la relation suivante[16] :

$$\tau_{hr} = \frac{S_f}{S_{ch}} = \frac{\sqrt{Q_{ch}^2 + D_{ch}^2}}{3.V_s.I_{n-ch}} \quad (2.16)$$

Cette dernière relation peut également s'écrire sous la forme suivante :

$$\tau_{hr} = \frac{\sqrt{(3.V_s.I_h)^2 + (3.V_s.I_{fon} \cdot \sin \alpha)^2}}{3.V_s.I_{n-ch}} \quad (2.17)$$

En reportant les relations (2.11) et (2.12) dans celles de (2.14) et (2.17), on obtient l'expression du rapport des puissances (τ_{hr}) suivante :

$$\tau_{hr} = \cos \alpha \sqrt{1 - \frac{9}{\pi^2} \cos^2 \alpha} \quad ..(2.18)$$

La figure 14 donne la représentation graphique du rapport des puissances (τ_{hr}) en fonction de l'angle d'allumage des thyristors de la charge non linéaire.

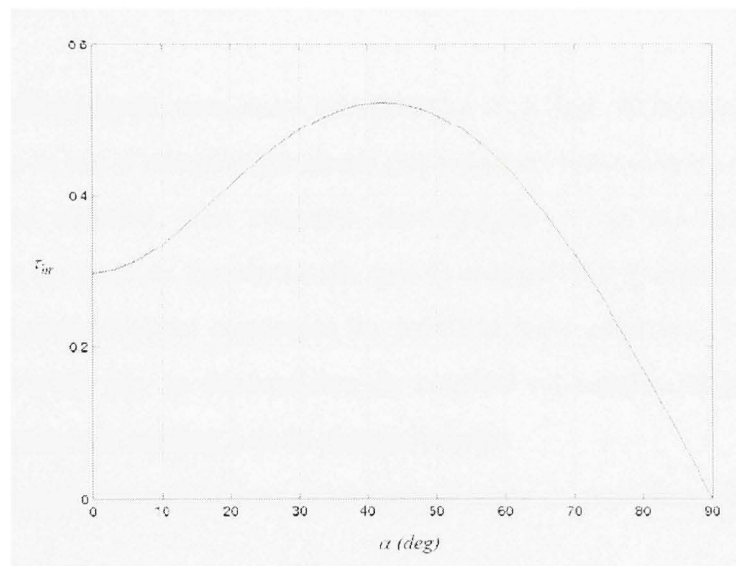


Figure 14 Rapport des puissances du filtre actif parallèle et de la charge non linéaire pour la compensation du courant harmonique et de la puissance réactive

A partir de la figure 14, on montre que pour un angle d'amorçage $\alpha = 0$, on trouve le même rapport de puissance que celui obtenu dans le cas de compensation précédent ($S_f \approx 30\% S_{ch}$). Par contre, pour un angle de 42° , la compensation du filtre actif atteint un maximum de 52%.

Les résultats graphiques de la Fig. figure 14 montrent également que le filtre actif parallèle, et du point de vue économique, peut être appliqué pour compenser à la fois le courant harmonique et l'excès de la puissance réactive

Il est possible aussi d'envisager un *filtre actif parallèle* installé pour compenser uniquement le courant harmonique tout en prévoyant, dans la limite de la puissance restante, de compenser une partie de la puissance réactive dans le cas d'une sous-charge.

2.2.7 Compensation des courants harmoniques, déséquilibrés et de la puissance réactive

Dans cette troisième étude, nous nous intéresserons au calcul du rapport des puissances apparentes dans le cas d'une compensation des courants harmoniques et déséquilibrés et de la puissance réactive. Les courants harmoniques et la puissance réactive sont consommés par un pont de Graetz tandis que le courant déséquilibré est causé par une charge linéaire déséquilibrée connectée en parallèle avec celle non linéaire. Le réseau étudié étant de trois fils, le déséquilibre de courant est représenté uniquement par la composante inverse du courant I_i de la charge linéaire.

Le nouveau rapport des puissances (τ_{hri}) calculé dans ce cas peut s'écrire de la façon suivante[16] :

$$\tau_{hr} = \frac{S_f}{S_{ch}} = \frac{\sqrt{(3.V_s.I_h)^2 + (3.V_s.I_{fon} \cdot \sin \alpha)^2 + (3.V_s.I_i)^2}}{3.V_s.I_{n-ch}} \quad (2.19)$$

S_{ch} représentent toujours la puissance de la charge non linéaire.

En reportant les relations (2.11) et (2.12) dans celle de (2.19), on obtient l'expression du rapport des puissances apparentes (τ_{hri}) suivante :

$$\tau_{hri} = \sqrt{\cos^2 \alpha \left[1 - \frac{9}{\pi^2} (1 - \sin^2 \alpha) \right] + \frac{9}{\pi^2} \left(\frac{I_i}{I_{fon}} \right)^2} \quad (2.20)$$

La figure 15 donne la représentation graphique du rapport des puissances (τ_{hri}) en fonction de l'angle d'allumage des thyristors de la charge non linéaire. Ce rapport de puissance est donné pour plusieurs valeurs du taux inverse de courant ($X=I_i/I_{fon}$), I_{fon} étant toujours le courant fondamental de la charge non linéaire.

A partir de la figure 15, on remarque que pour $X=0$, on retrouve la même courbe que dans le cas de compensation précédent. Les résultats graphiques de la figure 15 montrent également que la puissance du filtre actif parallèle augmente de façon quasi linéaire avec l'augmentation du taux inverse du courant.

Du point de vue économique, le filtre actif parallèle peut ainsi être installé pour compenser un faible taux du courant inverse ($X < 0,1$). Il peut aussi être appliqué pour compenser uniquement le courant harmonique tout en ayant la possibilité de compenser, dans la limite de la puissance restante, une partie du déséquilibre dans un cas de sous-charge.

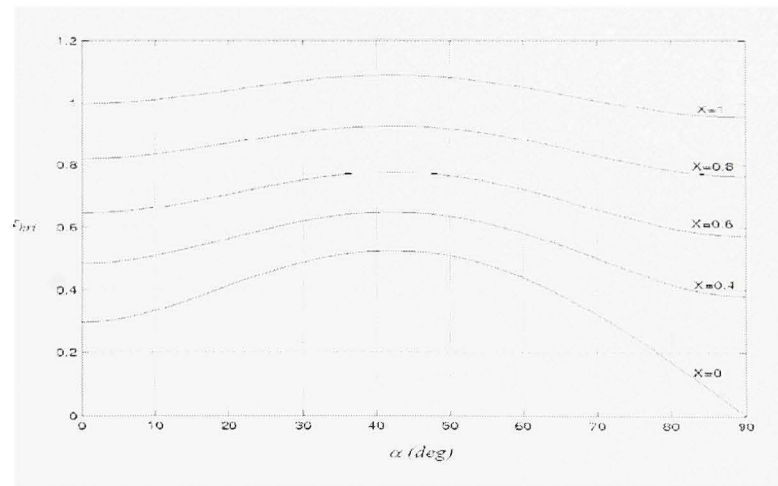


Figure 15 Rapport de puissance pour la compensation des courants harmoniques et déséquilibrés et de la puissance réactive

Les harmoniques de distorsion sont un problème dans les systèmes de puissances, qui sont dus aux convertisseurs en électronique de puissance et aux charges non linéaires. Les harmoniques et la puissance réactive conduisent a de faibles facteurs de puissances, un faible rendement et dérangent les utilisateurs environnent. Les filtres passifs peuvent être utilisés pour corriger ces problèmes mais dus a leurs désavantages (résonance, volume, coûts) ne sont appropriés de les utiliser. La solution alternative pour ces problèmes est l'utilisation du filtre actif ou hybride, dans notre travail on va étudié deux techniques de commandes linéaire a savoir la commande directe et la commande indirecte du courant du filtre actif et une technique de commande non linéaire a savoir la commande directe.

CHAPITRE 3

COMMANDE LINÉAIRE DU FILTRE SHUNT ACTIF

3.1 Introduction

La qualité de l'onde dans les installations électriques se dégrade incontestablement. En effet, les charges non linéaires perturbent le réseau qui les alimente en y injectant des courants harmoniques. Les inconvénients inhérents aux filtres passifs (non-adaptabilité aux variations de la charge et du réseau, phénomène de résonance). Cependant grâce aux récents progrès en matière de technologie des semi-conducteurs, l'électronique de puissance a permis de concevoir une nouvelle structure de filtres appelée filtres actifs. Ce filtre actif comprend une capacité du bus DC, des interrupteurs et une inductance permettant de compenser et de corriger tous ces indésirables qui affectent la qualité de l'onde.

Deux commandes linéaires d'extractions des courants de références à savoir la commande directe et la commande indirecte seront présentées dans ce chapitre. Il sera présenté aussi une étude comparative des deux commandes.

3.2 Principe de fonctionnement

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques et réactifs), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

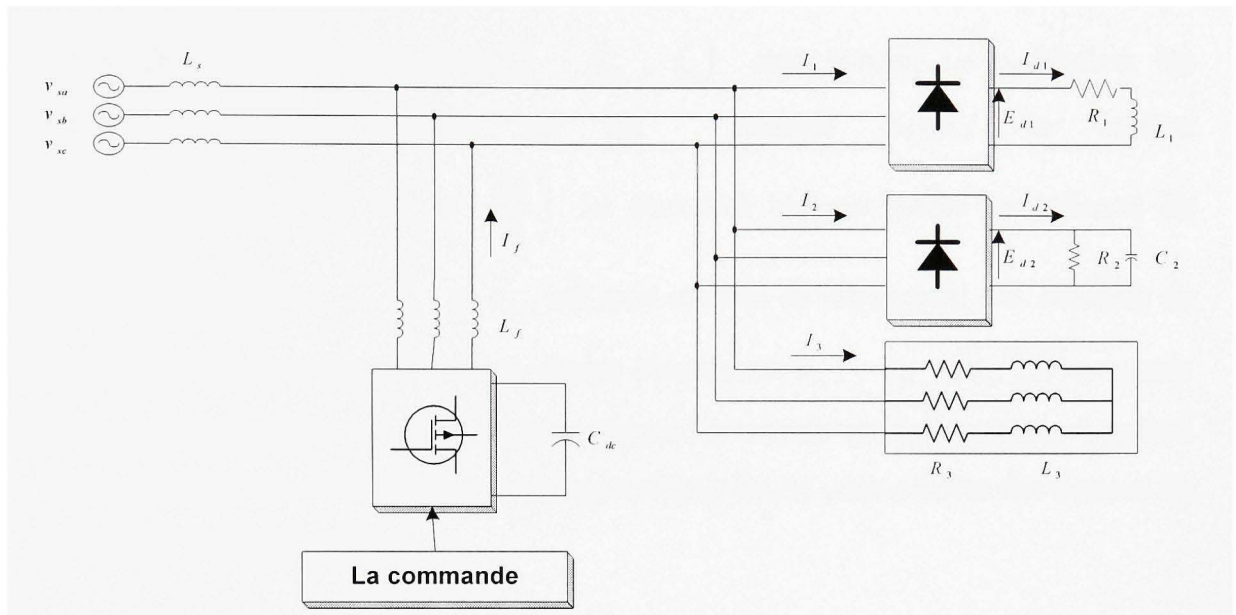


Figure 16 Filtre actif parallèle a structure tension dans un réseau triphasé

La topologie du système sous étude est donnée en figure 16, il se compose de :

- Une sources de tensions triphase
- Une charge constituee de :
 - charge 1 : non lineaire de type generateur d'harmoniques de courant
 - charge 2 : non lineaire de type generateur d'harmoniques de tension
 - charge 3 : lineaire triphase,
- un filtre constitue de :
 - onduleur
 - condensateur Cdc
 - une comande pour generer les signaux de gachettes

3.3 Commande directe du courant du filtre triphasé

On distingue trois blocs pour cette stratégie de commande. Le premier bloc estime les courants maxima de la source, Ces courants prennent soin de la puissance active demandée par le filtre actif et les pertes engendrées dans l'onduleur. Les courants de

source de référence instantanés $(i_{sa}^*, i_{sb}^*, i_{sc}^*)$ sont évalués en multipliant les courants maximums estimés par les vecteurs unitaire de tension $\sin \omega t, \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$. Le deuxième bloc détermine les courants de références du filtre i_{fa}^*, i_{fb}^* et i_{fc}^* , qui sont obtenus en retranchant aux courants de source de références les courants de charge instantanés (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) et comparés aux courants du filtre. Le troisième bloc, donne les erreurs qui sont utilisées à travers une commande MLI (Modulation par Largeur d'Impulsion) pour générer des signaux de commande du filtre actif[17].

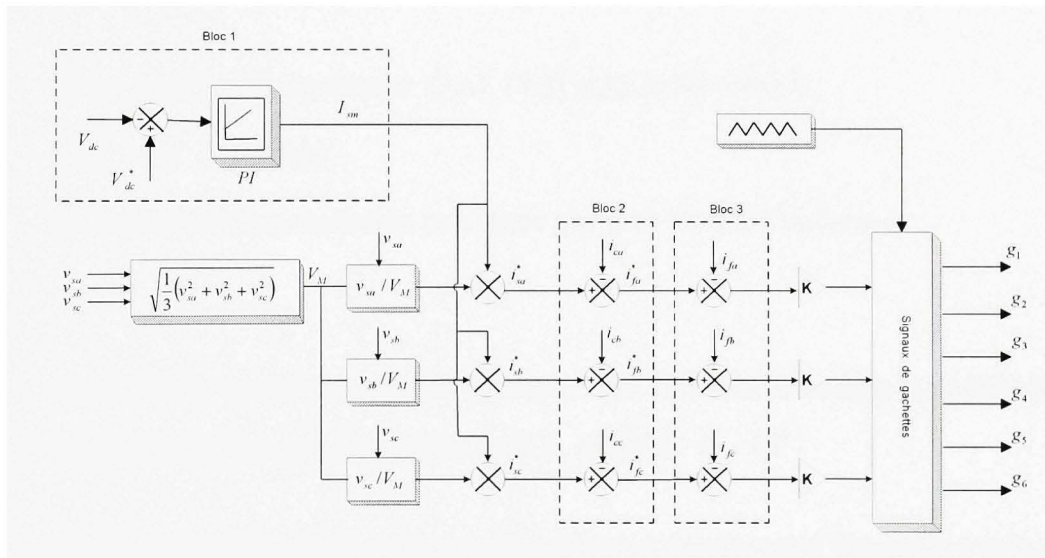


Figure 17 Schéma de la commande directe du filtre shunt actif triphasé

3.3.1 Dimensionnement des paramètres du filtre shunt actif

3.3.1.1 Dimensionnement du condensateur

Pour le dimensionnement de la capacité du condensateur, on utilise le raisonnement du calcul du rapport des puissances apparentes.

$$\frac{S_f}{S_c} = 0.2968 \quad (3.1)$$

$$S_c = \sqrt{P_c^2 + Q_c^2 + D_c^2} \quad (3.2)$$

S_c : Puissance apparente de la charge

S_f : Puissance apparente du filtre

Dans notre cas on veut dimensionner ce condensateur pour compenser les harmoniques de courant et la puissance réactive, donc :

$$S_f = \sqrt{Q_c^2 + D_c^2} \quad (3.3)$$

Donc à partir des équations (3.1), (3.2) et (3.3) on obtient :

$$\sqrt{Q_c^2 + D_c^2} = 0.3108 P_c \quad (3.4)$$

qui représente la quantité de puissance que doit fournir l'onduleur

de se fait le condensateur doit produire une variation d'énergie qui doit être égale ou supérieure à l'énergie équivalent à $W \geq 0.3108 P_c \Delta T$.

La variation d'énergie dans le condensateur est donnée par l'expression suivante :

$$W_f - W_i = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc \max}^2 - \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc \min}^2 \geq 0.3108 P_c \Delta T \quad (3.5)$$

Avec : W_i : énergie initial dans le condensateur

W_f : énergie finale dans le condensateur

ΔT : période des ondulations $\left(\Delta T = \frac{1}{6f_{reseau}} = \frac{1}{6 \times 60} \right)$

De l'équation (3.5) \Rightarrow

$$C_{dc} \geq \frac{2 \times 0.3108 \times P_c}{6 f_{reson} (V_{dc \max}^2 - V_{dc \min}^2)} \quad (3.6)$$

Si on fixe l'ondulation de tension a $\Delta V_{dc} = 2\% V_{dc}$

$$V_{dc \max} = V_{dc} + \frac{\Delta V_{dc}}{2}$$

$$V_{dc \min} = V_{dc} - \frac{\Delta V_{dc}}{2}$$

Application numérique :

$$V_{s \max} = 170 \text{ V}$$

$$P_c = 6000 \text{ W}$$

$$f_{reson} = 60 \text{ Hz}$$

$$V_{dc} = 400 \text{ V}$$

$$\Rightarrow C \geq \frac{2 \times 0.3108 \times 6000}{6 \times 60 \times ((400 + 8)^2 - (400 - 8)^2)} = 809.37 \mu F$$

3.3.1.2 Dimensionnement de l'inductance

En prenant $V_{dc} = 2.35 V_{s \max}$ et pour une petite variation, l'équation (2.8) donnée au chapitre 2 devient :

$$\left(\frac{di_f}{dt} \right)_{\max} = \frac{V_{dc} - v_s(t)}{L_f} \quad (3.7)$$

$$\frac{\Delta i_{f \max}}{\Delta T} = \frac{V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2.35}}{L_f} = \frac{1.35}{2.35} \frac{V_{dc}}{L_f}$$

$$\Rightarrow L_f = \frac{1.35 V_{dc}}{2.35 \Delta i_{f \max} f_{ond}} \quad (3.8)$$

Application numérique :

$$V_{s \max} = 170 \text{ V}$$

$$P_c = 6000 \text{ W}$$

$$f_{ond} = 1920 \text{ Hz}$$

$$V_{dc} = 400 \text{ V}$$

$$\Delta i_{f \max} = 60\% i_{s \max}$$

$$\Rightarrow L_f = \frac{1.35 V_{dc}}{2.35 \Delta i_{f \max} f_{ond}} = \frac{1.35 \times 400}{2.35 \times 0.6 \times 25 \times 1920} = 7.9 \text{ mH}$$

3.3.2 Régulateur de tension

En utilisant le diagramme en figure 17:

Pour les besoins de régulation de v_{dc} on suppose que le courant de charge est nul

($i_c = 0$), de ce fait la Puissance instantanée à l'entrée du filtre [saadate] :

$$p_f = 3v_f i_f = 3v_s i_s$$

Le courant de source maximum estime est donne par :

$$i_{sm} = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + sT_{nv}}{sT_{iv}} \right) \quad (3.9)$$

Le courant de source de référence est donne par :

$$i_s^* = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + sT_{nv}}{sT_{iv}} \right) V_u \quad (3.10)$$

$V_u = \frac{v_s}{V_m}$ c'est le vecteur unitaire

Comme le courant de source instantané est donne par :

$$i_s^* = I_{sm} V_u$$

La puissance instantané a l'entrée du filtre est :

$$\begin{aligned} P_f &= \sum_{k=1}^3 i_{sk} v_{sk} = 3 i_s v_s \\ &= 3 i_s^* v_s \\ &= 3 I_{sm} v_u v_s \\ &= 3 I_{sm} \frac{v_s}{V_m} v_s \\ &= 3 I_{sm} \frac{v_s^2}{V_m} \end{aligned}$$

donc la puissance instantané a l'entrée du filtre peut s'exprime par :

$$P_f = \frac{3}{V_m} V_s^2 I_{sm} \quad (3.11)$$

$$\text{La puissance coté capacité : } P_{cap} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (3.12)$$

En négligeant les pertes dans le convertisseur : $P_f = P_{cap}$

$$\text{De plus on a } I_{sm} = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + sT_{nv}}{sT_{iv}} \right) \quad (3.13)$$

Pour des valeurs de V_{dc} proche de la tension de référence l'équation (3.12) peut s'écrire :

$$\frac{1}{V_m} 3V_s^2 I_{sm} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) = C_{dc} V_{dc}^* \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (3.14)$$

En appliquant la transformée de Laplace :

$$3V_s^2 (V_{dc}^* - V_{dc}) \frac{1 + sT_{nv}}{sT_{iv}} = V_m s C_{dc} V_{dc}^* V_{dc} \quad (3.15)$$

$$3V_s^2 (V_{dc}^* - V_{dc}) (1 + sT_{nv}) = V_m s^2 C_{dc} V_{dc}^* V_{dc} T_{iv} \quad (3.16)$$

$$3V_s^2 V_{dc}^* (1 + sT_{nv}) = V_m s^2 C_{dc} V_{dc}^* V_{dc} T_{iv} + 3V_s^2 V_{dc} (1 + sT_{nv}) \quad (3.17)$$

$$3V_s^2 V_{dc}^* (1 + sT_{nv}) = V_{dc} (V_m s^2 C_{dc} V_{dc}^* T_{iv} + 3V_s^2 (1 + sT_{nv})) \quad (3.18)$$

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{3V_s^2 (1 + sT_{nv})}{V_m C_{dc} T_{iv} s^2 V_{dc}^* + 3V_s^2 (1 + sT_{nv})} \quad (3.19)$$

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{3V_s^2 (1 + sT_{nv})}{s^2 V_m C_{dc} T_{iv} V_{dc}^* + s3T_{nv} V_s^2 + 3V_s^2} = \frac{\frac{3V_s^2 (1 + sT_{nv})}{V_m C_{dc} T_{iv} V_{dc}^*}}{s^2 + 2\omega_c \xi s + \omega_c^2} \quad (3.20)$$

Avec

$$w_c^2 = \frac{3V_s^2}{V_m C_{dc} T_{iv} V_{dc}^*} \longrightarrow w_c = \sqrt{\frac{3V_s^2}{V_m C_{dc} T_{iv} V_{dc}^*}} \quad (3.21)$$

$$2w_c \xi = \frac{3T_{nv} V_s^2}{V_m C_{dc} T_{iv} V_{dc}^*} \quad (3.22)$$

$$\xi = \frac{3TnVs^2}{2V_m C_{dc} TiV_{dc} \sqrt{\frac{3Vs^2}{V_m C_{dc} TiV_{dc}^*}}} = \frac{\sqrt{3}TnVs}{2\sqrt{V_m C_{dc} TiV_{dc}^*}} \quad (3.23)$$

En les arrangeant:

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{w_c^2 + 2 w_c \xi s Tn}{s^2 + 2 w_c \xi s + w_c^2} \quad (4.24)$$

Pour des performances optimales, nous choisissons les paramètres du régulateur du bus de suivant la fréquence de coupure et l'amortissement en boucle fermée:

La pulsation de coupure est : $w_c = 2 * \pi * f_c = 439.82 rad / s$ ($f_c = 70 Hz$)

L'amortissement est : $\xi = 0.7$

Et on déduit les constants de temps T_{nv} et T_{iv} du régulateur PI

$$T_{iv} = \frac{3Vs^2}{V_m C W c^2 V_{dc}} \quad (3.25)$$

$$T_{nv} = \frac{2 * \xi * \sqrt{V_m C * Ti v * V_{dc}}}{\sqrt{3} * Vs} \quad (3.26)$$

3.3.3 Résultats de simulation

Les résultats de simulations ont été obtenues en utilisant le logiciel MATLAB (Simulink Power System)

Le modèle du système est représenté sur la figure 18

On commence par voir le comportement en régime permanent du filtre à chacune des charges séparément et par la suite le comportement du filtre à la charge totale en régime permanent et en régime transitoire après une perturbation du côté de la charge .

Remarque :

- La tension de source est multipliée par un facteur de $k = \frac{1}{5}$ pour bien visualiser les autres signaux,
- La charge est constituée de trois (3) charges de type différents :
 - **Charge1** : non linéaire de type générateur d'harmoniques de courant constituée par un pont de diodes alimentant une branche RL série ($R = 35.27 \, \Omega$ et $L = 10\text{mH}$),
 - **Charge2** : non linéaire de type générateur d'harmoniques de tension constituée par un pont de diodes alimentant une branche RC parallèle ($R = 35.27 \, \Omega$ et $C = 500\mu\text{f}$),
 - **Charge3** : linéaire triphasé RL en étoile ($R = 17.30 \, \Omega$ $L = 50\text{mH}$).
- Pour toutes les courbes le courant de charge représente aussi le courant de source avant filtrage.

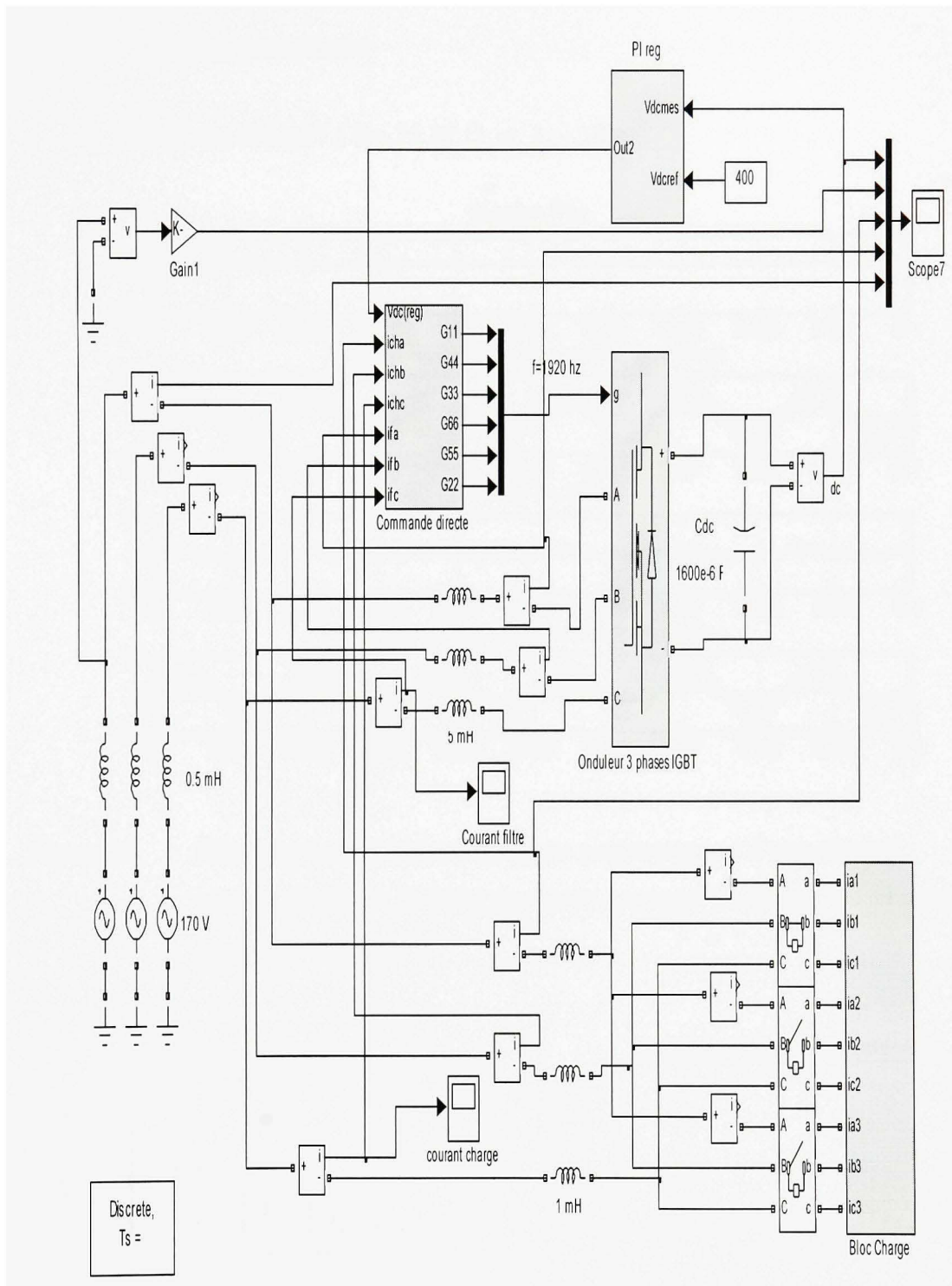


Figure 18 Schéma simulink (commande linéaire directe)

3.3.3.1 Régime permanent

➤ Cas d'une charge1 ($R = 35.27 \, \Omega$ et $L = 10\text{mH}$)

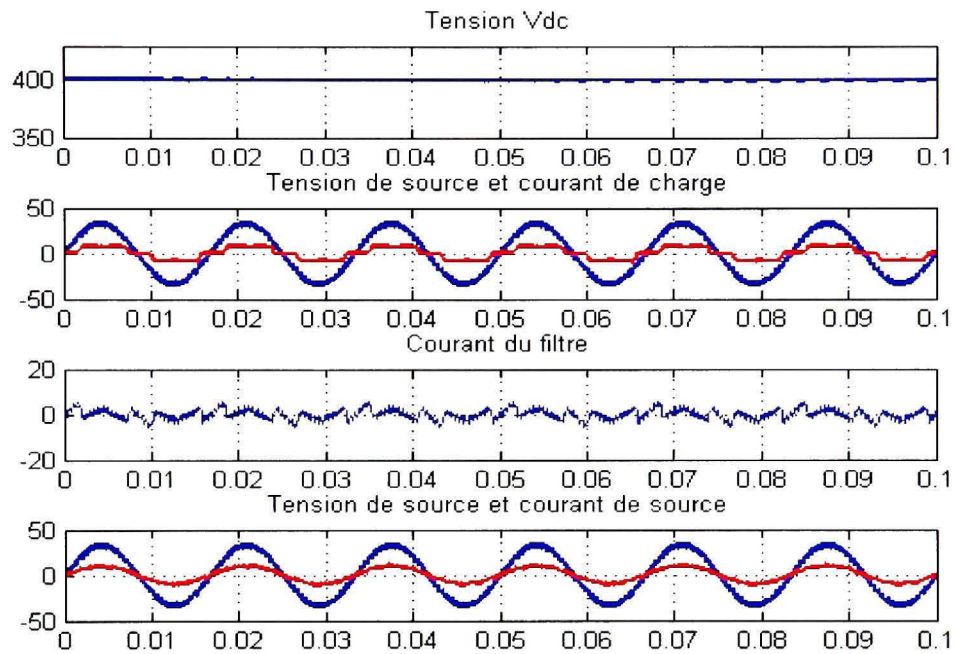
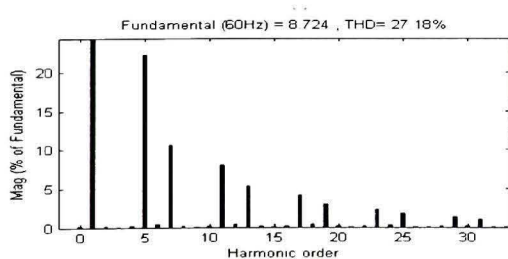
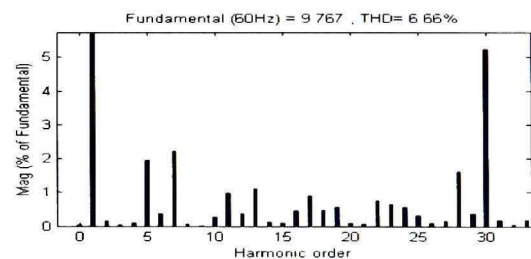


Figure 19 Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge1: tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'



(a)



(b)

Figure 20 Spectre fréquentiel du courant de charge (a) et du courant de source (b) de la phase 'a' dans le cas d'une charge I

➤ Cas d'une charge2 ($R = 35.27 \Omega$ et $C = 500\mu f$)

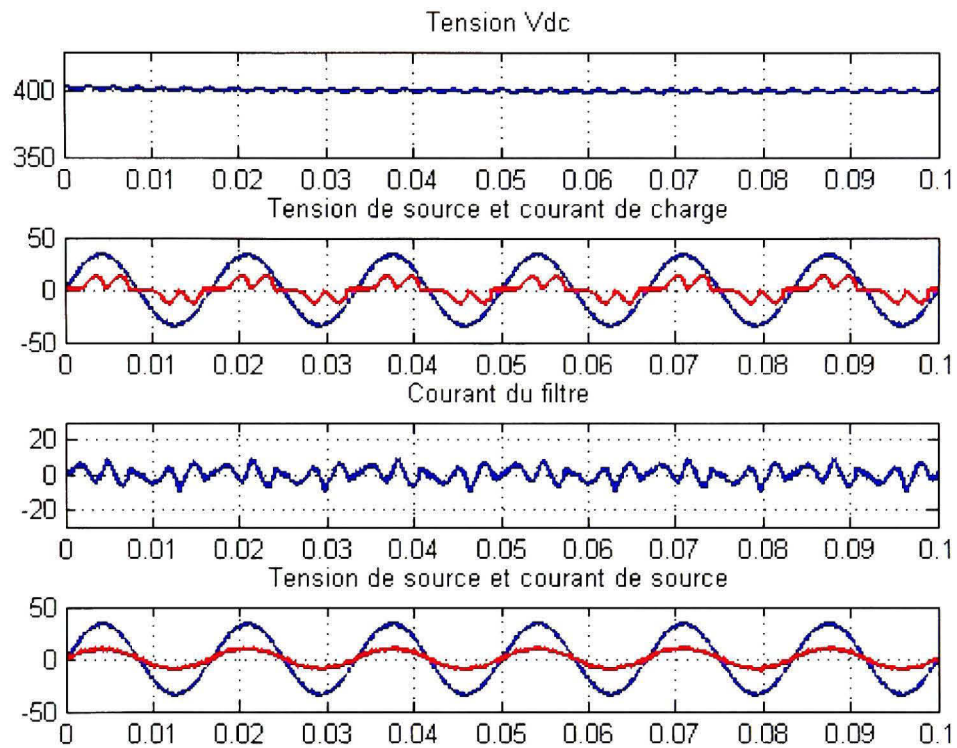


Figure 21 Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge2: Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

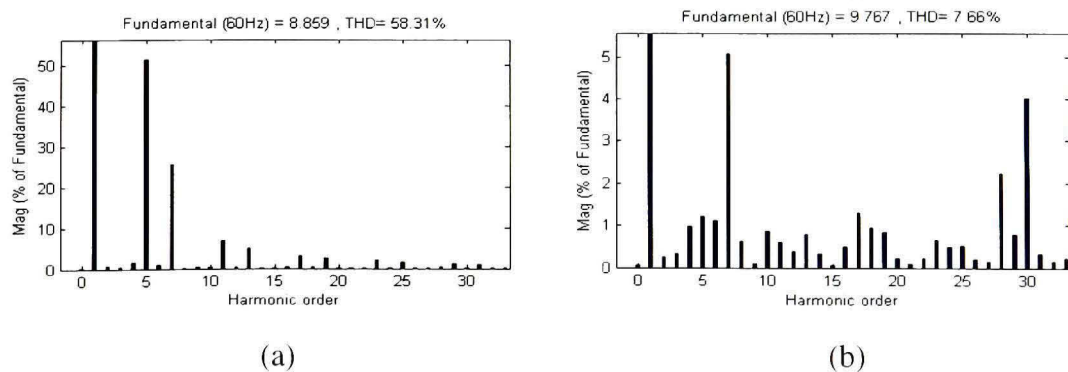


Figure 22 Spectre fréquentiel du courant de charge (a) et courant de source (b) de la phase 'a' dans le cas d'une charge2

➤ Cas d'une charge3 ($R= 17.30 \Omega$ $L =50\text{mH}$)

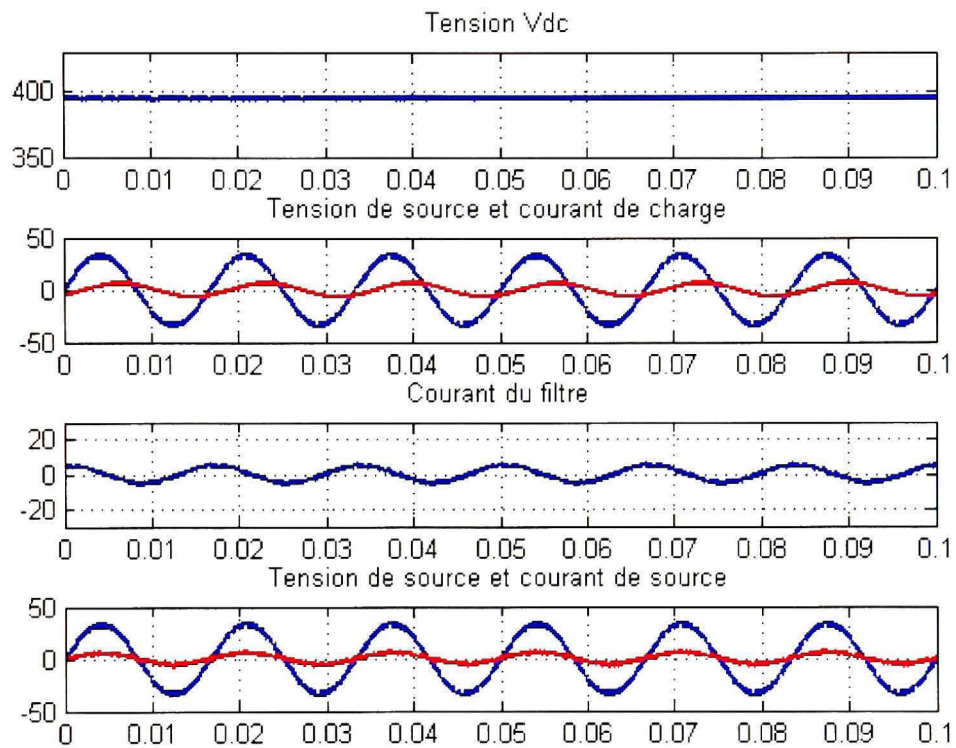


Figure 23 Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge3 : tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

➤ Cas d'une Charge totale (charge1 + charge2 +charge3)

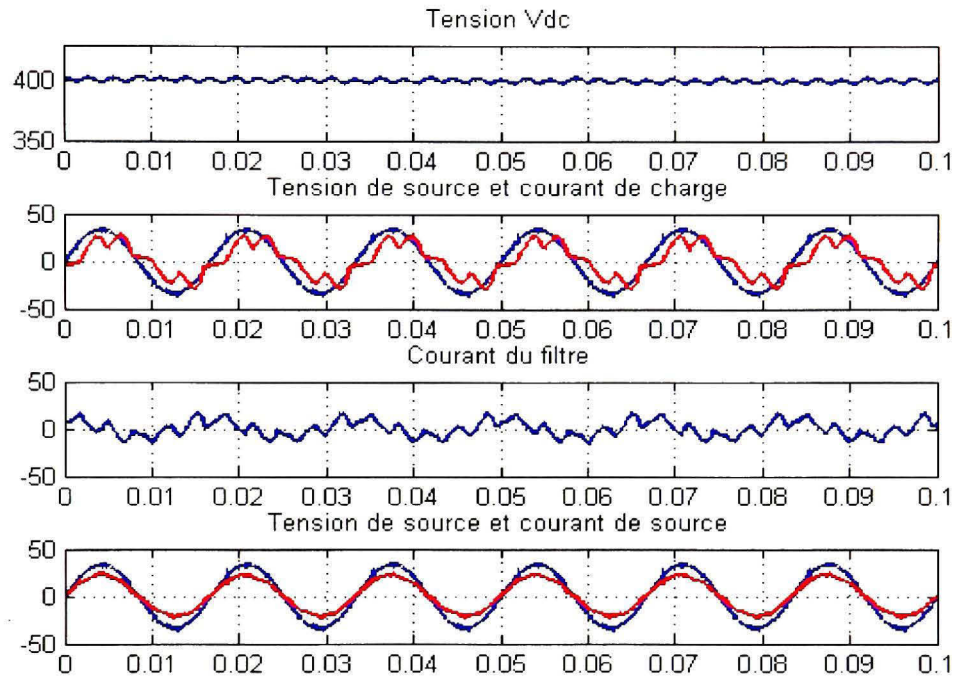


Figure 24 Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge totale(charge1 + charge2 +charge3):Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

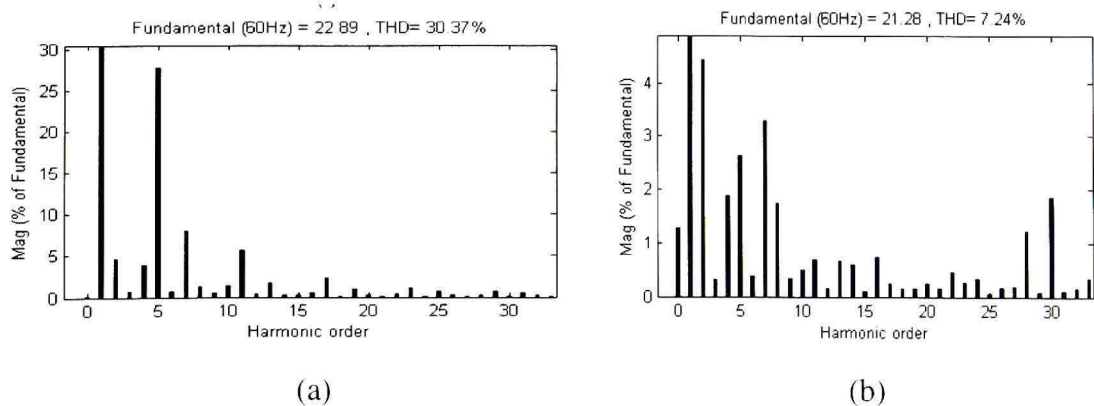


Figure 25 Spectre fréquentiel du courant de charge (a) et courant de source (b) de la phase 'a' dans le cas d'une charge totale (charge1 + charge2 +charge3)

3.3.3.2 Régime dynamique

➤ 1^{er} cas

A $t = 0$ les trois charges(charge1, charge2 et charge3) sont connectés et a $t = 0.05$ s annulation de la charge1 (pont diodes alimentant une charge RL)

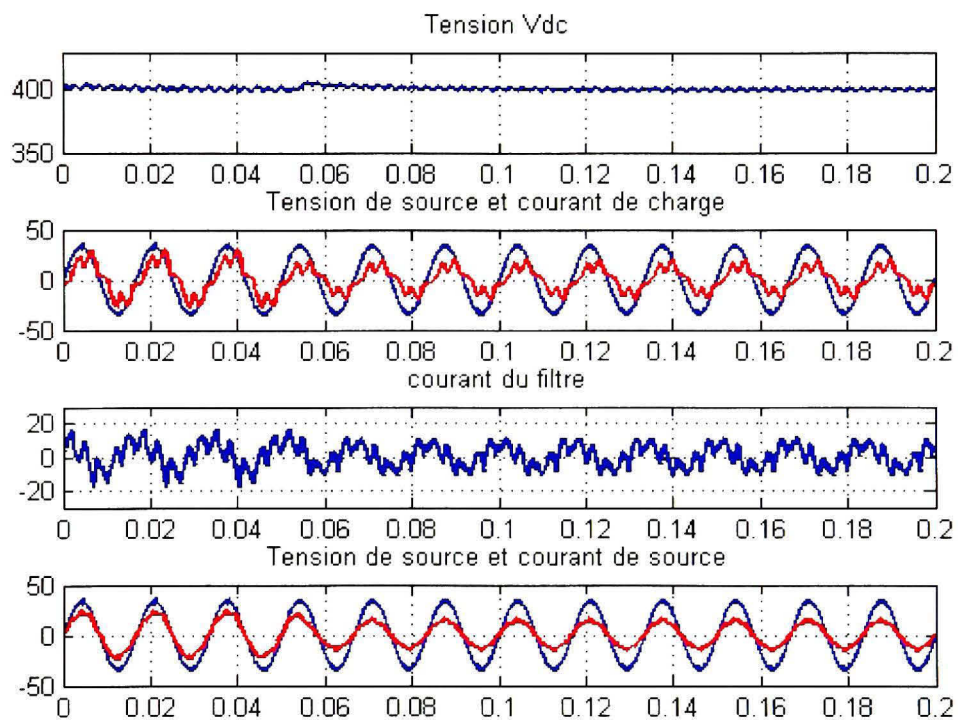


Figure 26 Résultats de simulation en régime dynamique (1^{er} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

➤ 2^{iem} cas

A $t = 0$ les trois charges(charge1, charge2 et charge3) sont connectés et a $t = 0.05$ s annulation de la charge2 (pont diodes alimentant une charge RC)

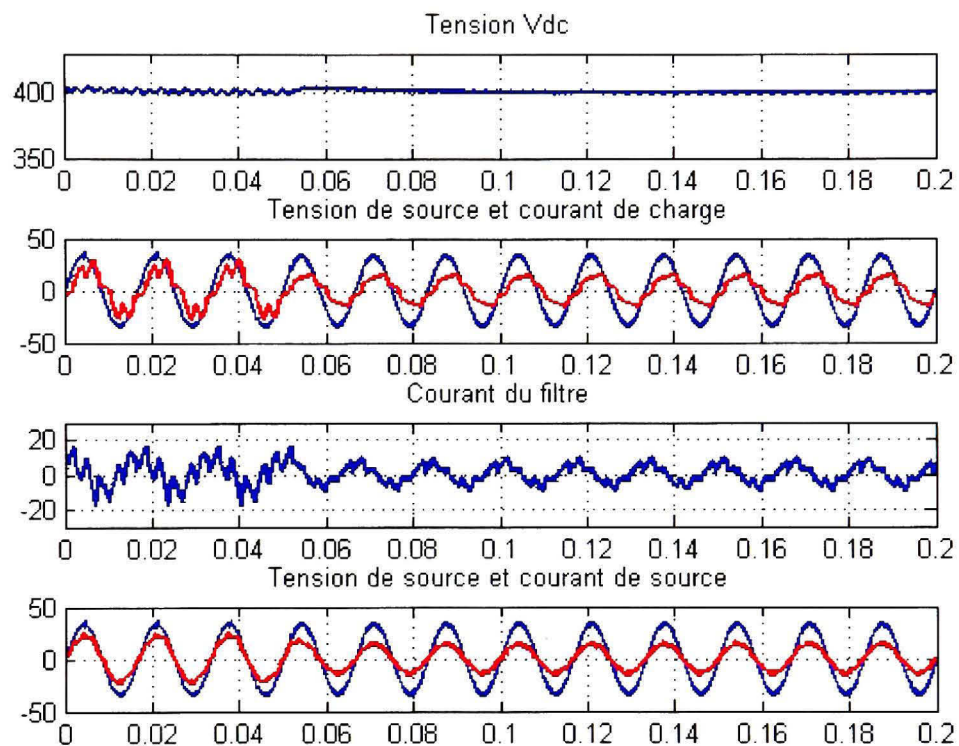


Figure 27 Résultats de simulation en régime dynamique (2^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

➤ 3^{iem} cas

A $t = 0$ les trois charges(charge1, charge2 et charge3) sont connectés et a $t = 0.05$ s annulation de la charge3 (linéaire triphasé RL)

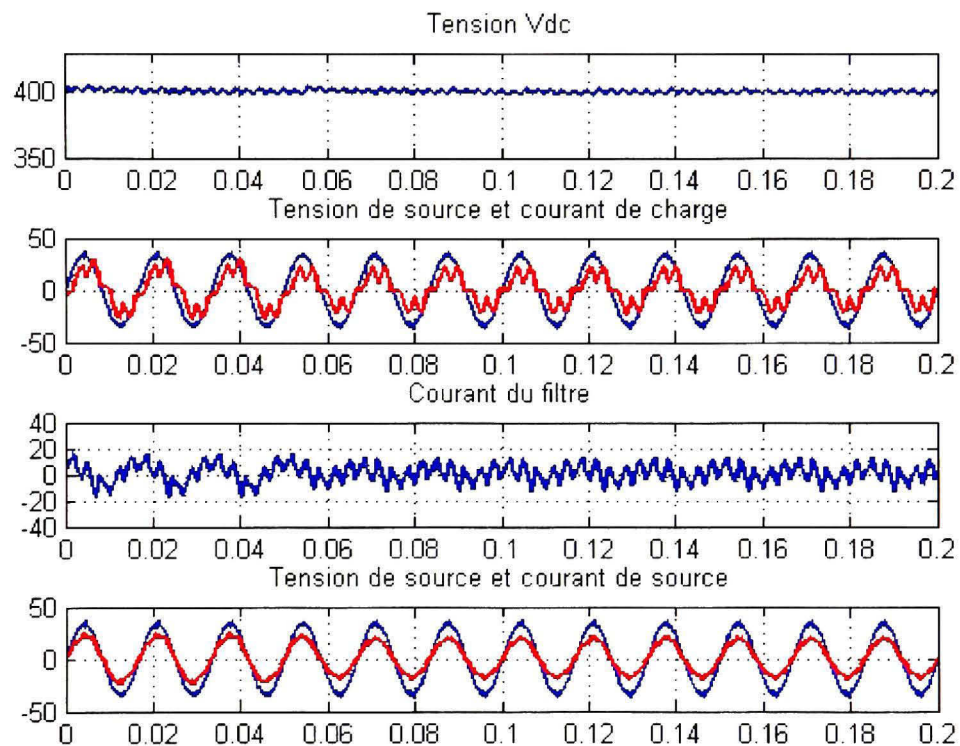


Figure 28 Résultats de simulation en régime dynamique (3^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

4^{iem} cas

A $t = 0$ s Charge totale (charge1, charge2 et charge3) et a $t = 0.05$ s on élimine simultanément les deux charges 1 et 2

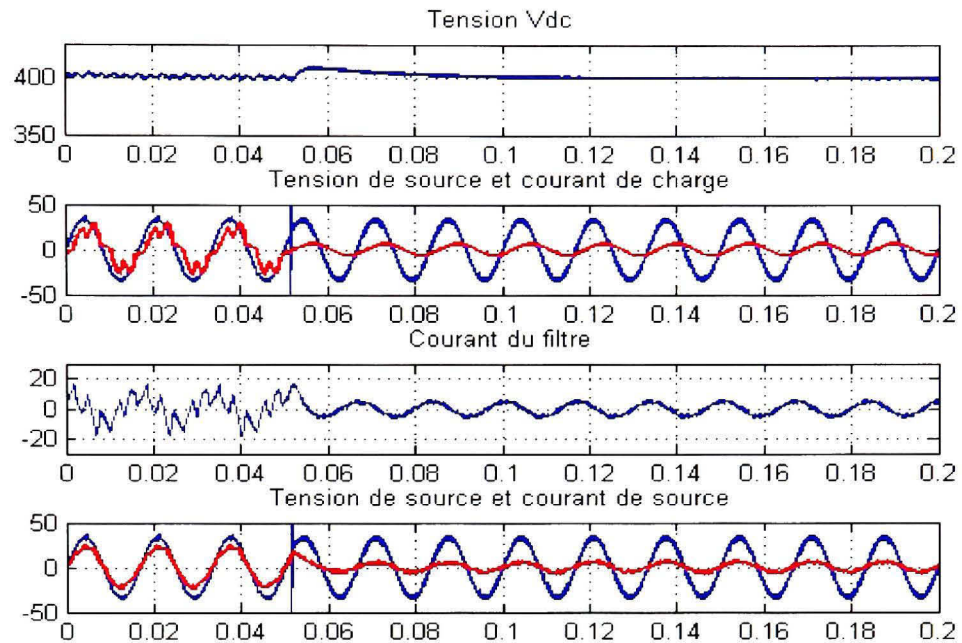


Figure 29 Résultats de simulation en régime dynamique (4^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

3.3.4 Interprétations des résultats

Selon les résultats de simulation obtenus, on remarque que le facteur de puissance est unitaire (tension de source et courant de source sont en phase).

Les taux harmoniques de distorsion (THD), les dépassements et les temps de réponse pour chaque cas (différentes charges) sont résumés dans le tableau IV

Tableau IV

Résumé des résultats de simulation (commande linéaire directe)

	Type de charge	courant de charge (THD)	courant de source (THD)	Temps de réponse (Tr)	Dépassement (D)
Réponse en régime permanent	Charge1	27.18	6.66	N/A	N/A
	Charge2	58.31	7.66	N/A	N/A
	Charge3	N/A	N/A	N/A	N/A
	Charge totale	30.37	7.24		
Réponse en régime dynamique	Cas 1	N/A	N/A	0.02 s	2.5 %
	Cas 2	N/A	N/A	0.03 s	2.5 %
	Cas 3	N/A	N/A	0.01 s	1 %
	Cas 4	N/A	N/A	0.04 s	5 %

On remarque que le THD des courants de source sont légèrement élevée, dépassent les normes IEEE standard 514.

Ceci est due a l'utilisation d'une fréquence de commutation assez basse ($F_c = 1920\text{Hz}$) et d'une période d'échantillonnage assez élevée ($T_s = 52\mu\text{s}$)

Par contre en régime dynamique les résultats sont très satisfaisants point de vue dépassement est temps de réponse.

3.4 Commande indirecte du courant du filtre actif

Dans cette étude la technique de commande indirecte du courant du filtre actif sera présentée, en utilisant le régulateur (PI), voir figure 30. La tension du bus dc mesurée du filtre actif est comparé avec une tension de référence V_{dc}^* , l'erreur engendrée sert d'entrée pour le régulateur PI, La sortie du régulateur devient une estimation du courant

maximum du courant de source I_{sm} . Ce courant prend soin de la puissance active demandée par le filtre actif et les pertes engendrées dans l'onduleur. Les courants de référence instantanés de la source (i_{sa}^* , i_{sb}^* , i_{sc}^*) sont évalués en multipliant le courant maximum I_{sm} par trois vecteurs unitaires de tension de source. Les erreurs obtenues en soustrayant les courants de source instantanés des courants de sources de références respectives sont utilisées à travers une commande MLI (Modulation par Largeur d'Impulsion) pour générer des signaux de commande du filtre actif[17].

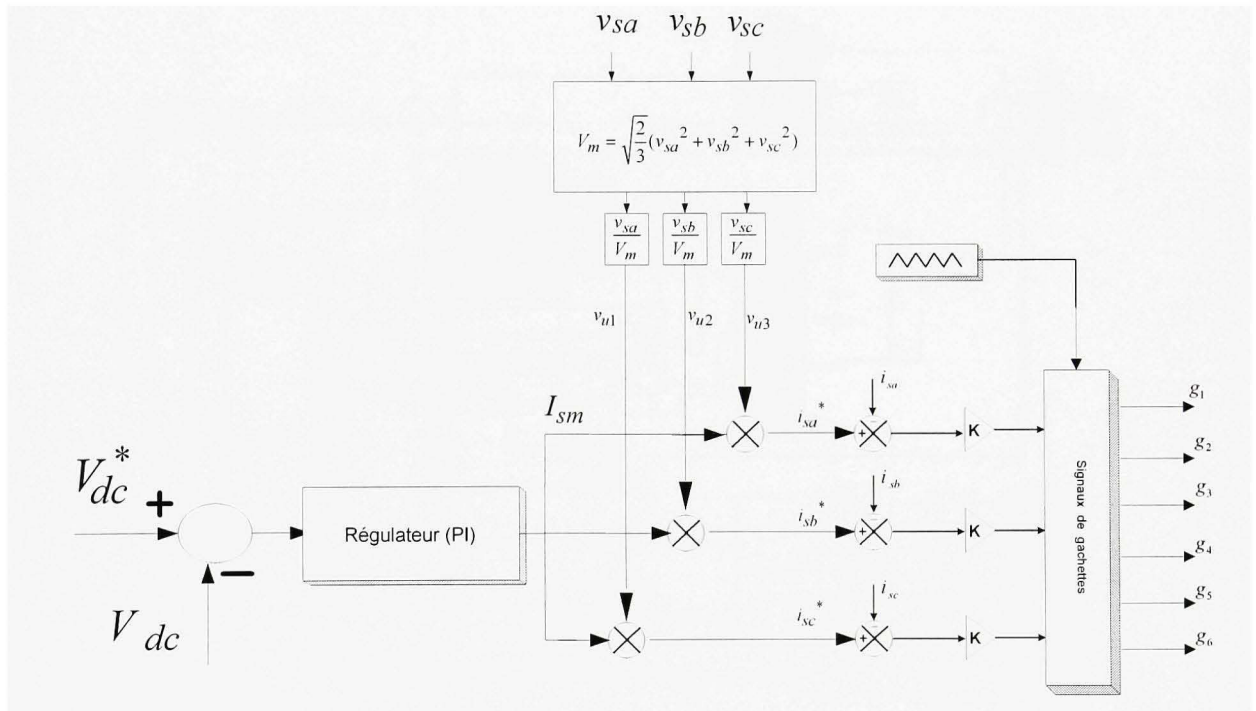


Figure 30 Schéma bloc de la commande indirecte du filtre actif triphasé

V_{dc} : tension mesurée du bus dc aux bornes de la capacité du filtre actif

I_{sm} : maximum du courant de source estimé

i_{sa} : courant de source mesuré

V_{dc}^* : tension de référence du bus dc

v_{u1}, v_{u2}, v_{u3} : vecteur unitaire respectivement des tensions v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}

3.4.3 Résultats de la simulation

Les résultats de simulations ont été obtenus en utilisant le logiciel MATLAB (Simulink Power System).

Le modèle du système est représenté sur la figure 31

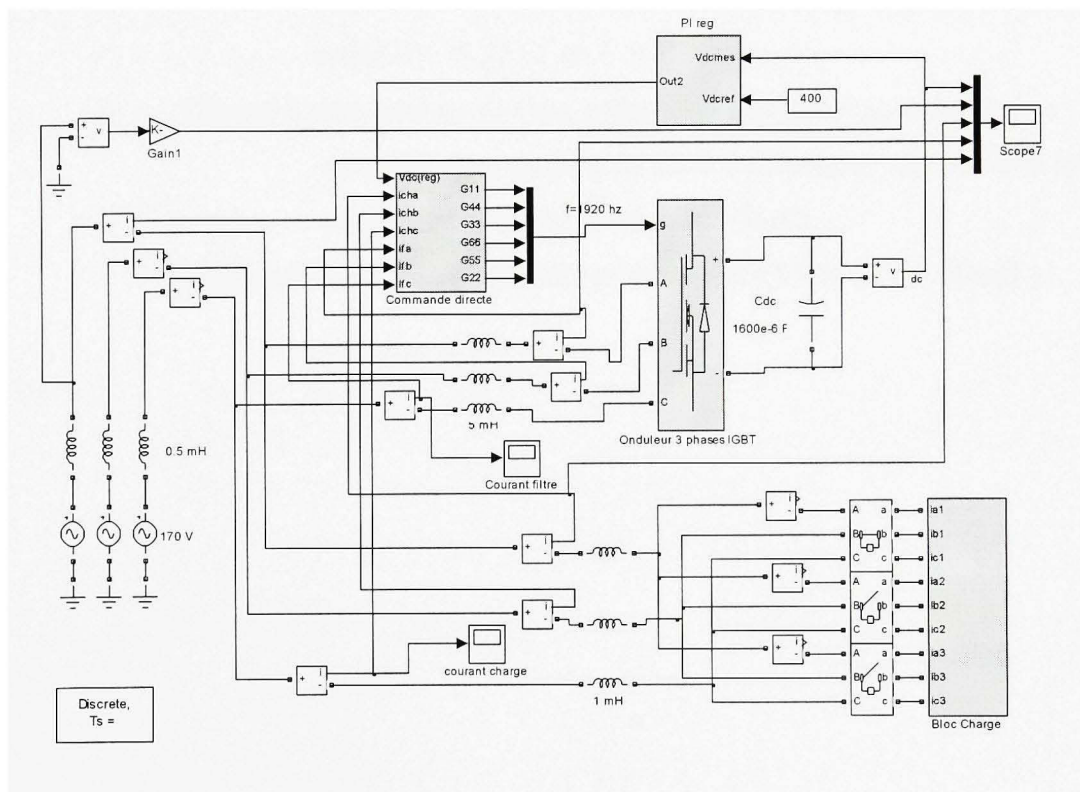


Figure 31 Schéma Matlab/simulink (commande linéaire indirect)

On premier lieu en commence par voir le comportement en régime permanent du filtre a chacune des charges séparément et par la suite le comportement du filtre a la charge

totale en régime permanent et en régime transitoire après une perturbation du cote de la charge .

Remarque :

- La tension de source est multipliee par un facteur de $k = \frac{1}{5}$ pour bien visualise les autres signaux,
- La charge est constituee de trois (3) charges de type differents :
 - **Charge1** :non linéaire de type générateur d'harmoniques de courant constituée par un pont de diodes alimentant une branche RL série($R = 35.27 \Omega$ et $L = 10\text{mH}$) ,
 - **Charge2** :non linéaire de type générateur d'harmoniques de tension constituée par un pont de diodes alimentant une branche RC parallèle($R = 35.27 \Omega$ et $C = 500\mu\text{f}$),
 - **Charge3** : linéaire triphasé RL en étoile ($R = 17.30 \Omega$ $L = 50\text{mH}$).

3.4.3.1 Régime permanent

➤ Cas d'une charge1 ($R = 35.27 \, \Omega$ et $L = 10\text{mH}$)

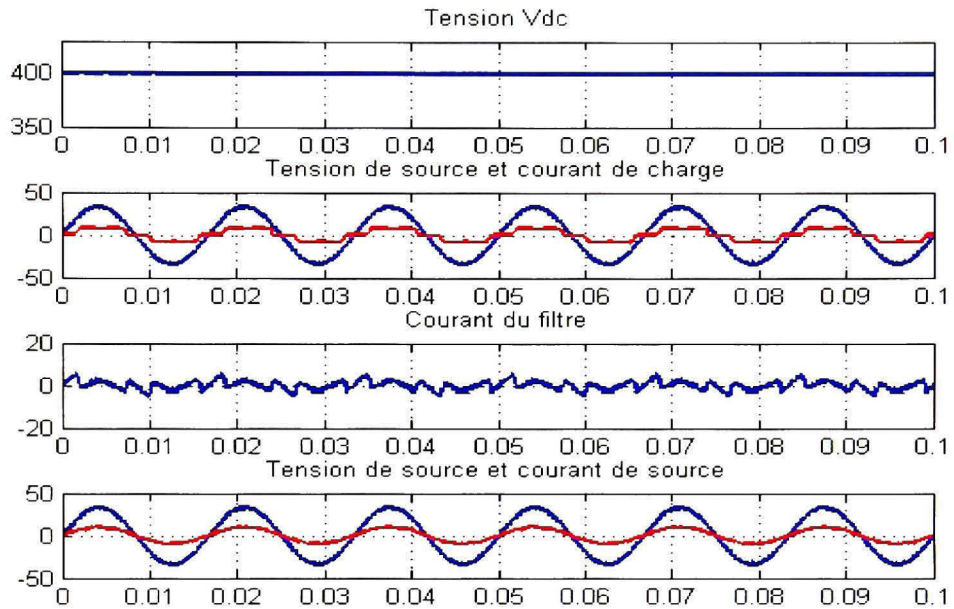


Figure 32 Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge1: Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

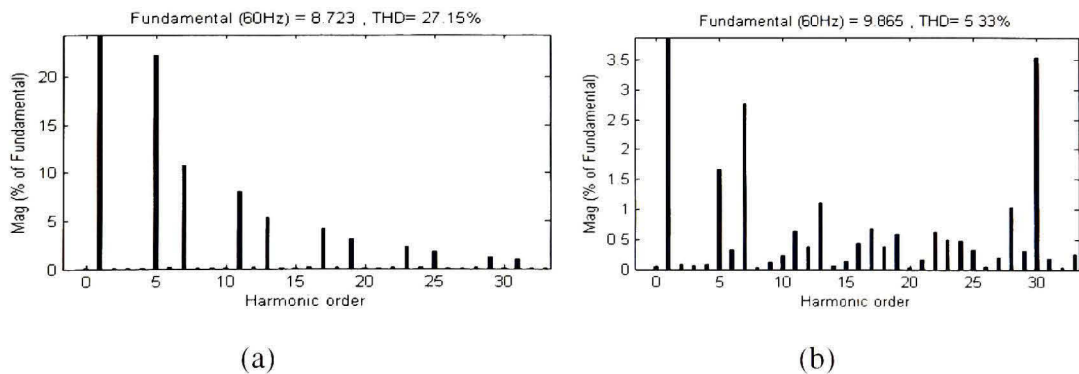


Figure 33 Spectre fréquentiel du courant de charge (a) et du courant de source (b) de la phase 'a' dans le cas d'une charge1

➤ Cas d'une charge2 ($R = 35.27 \, \Omega$ et $C = 500 \mu\text{f}$)

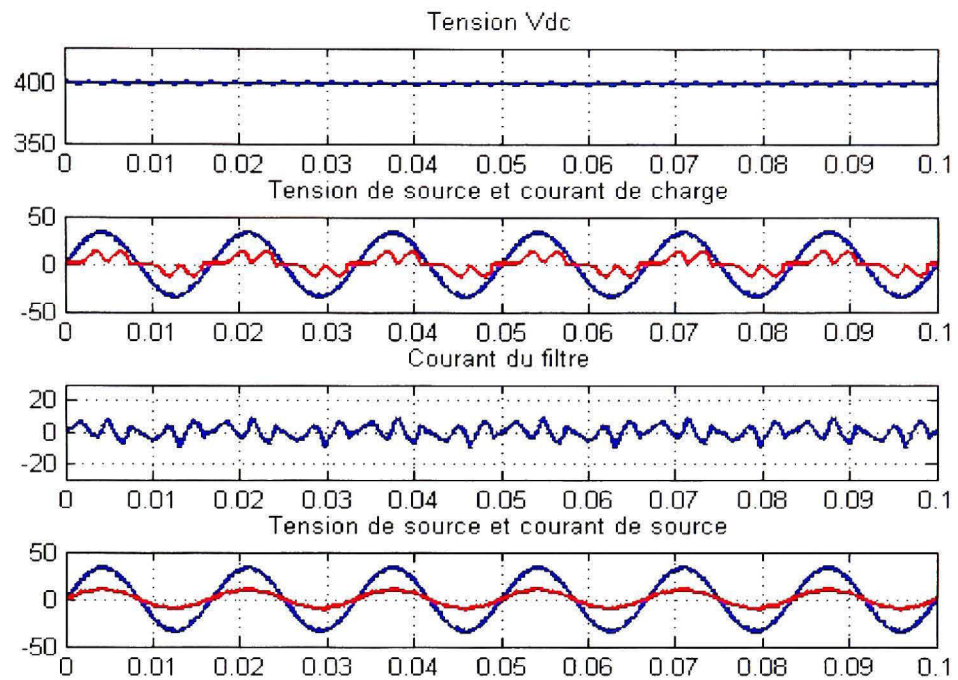


Figure 34 Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge2: tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

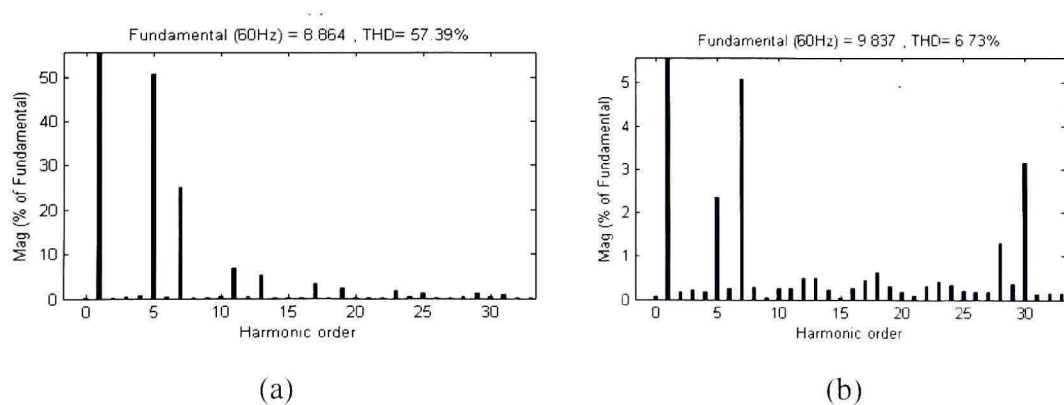


Figure 35 Spectre fréquentiel du courant de charge (a) et courant de source (b) de la phase 'a' dans le cas d'une charge2

➤ **Cas d'une charge3 ($R=17.30\ \Omega$ $L=50\text{mH}$)**

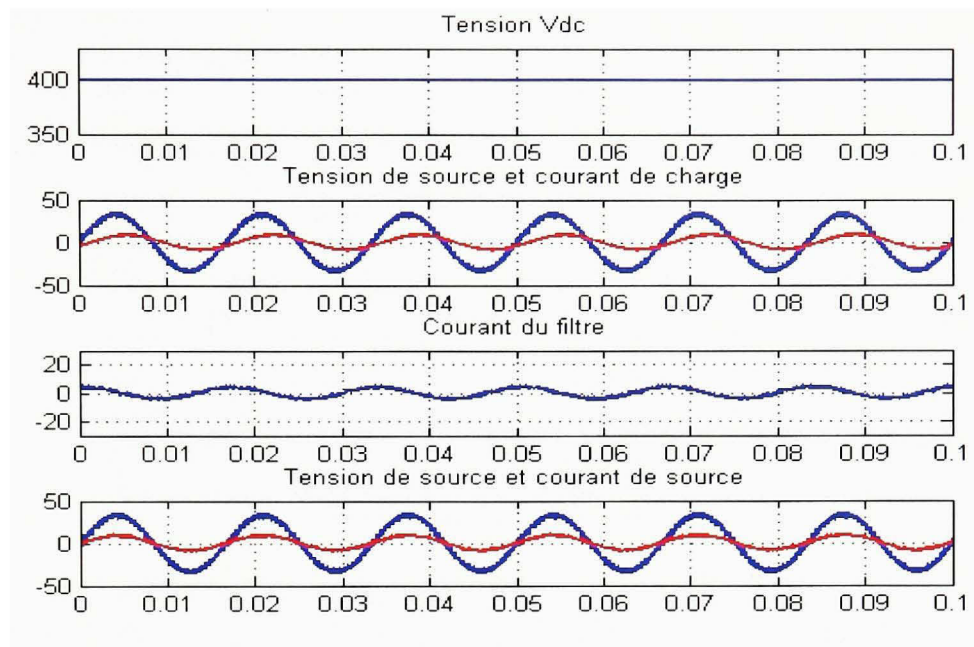


Figure 36 Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge3 : tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

➤ Cas d'une Charge totale (charge1 + charge2 +charge3)

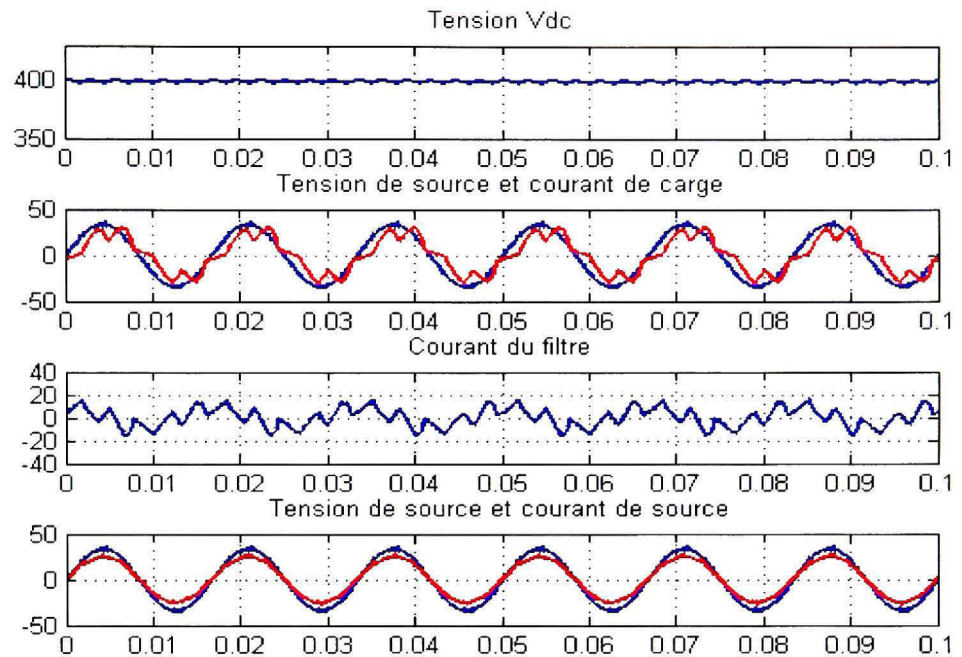


Figure 37 Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge totale (charge1 + charge2 +charge3):Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

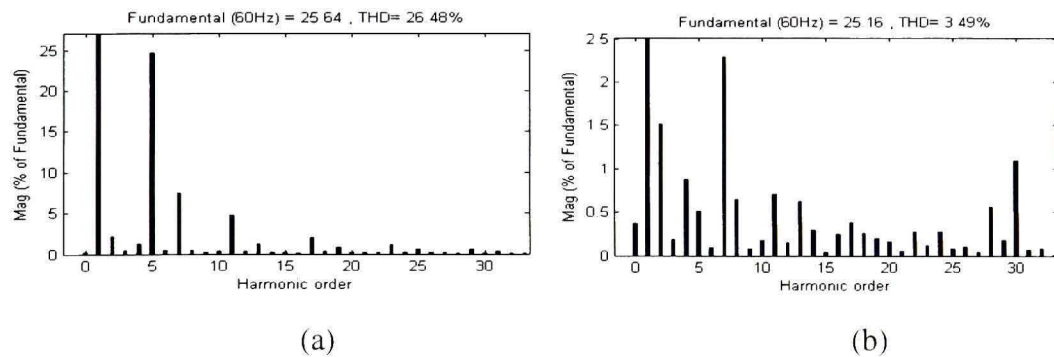


Figure 38 Spectre fréquentiel du courant de charge (a) et courant de source (b) de la phase 'a' dans le cas d'une charge totale (charge1 + charge2 +charge3)

3.4.3.2 Régime dynamique

➤ 1^{er} cas

A $t = 0$ les trois charges(charge1, charge2 et charge3) sont connectés et a $t = 0.05$ s annulation de la charge1 (pont diodes alimentant une charge RL)

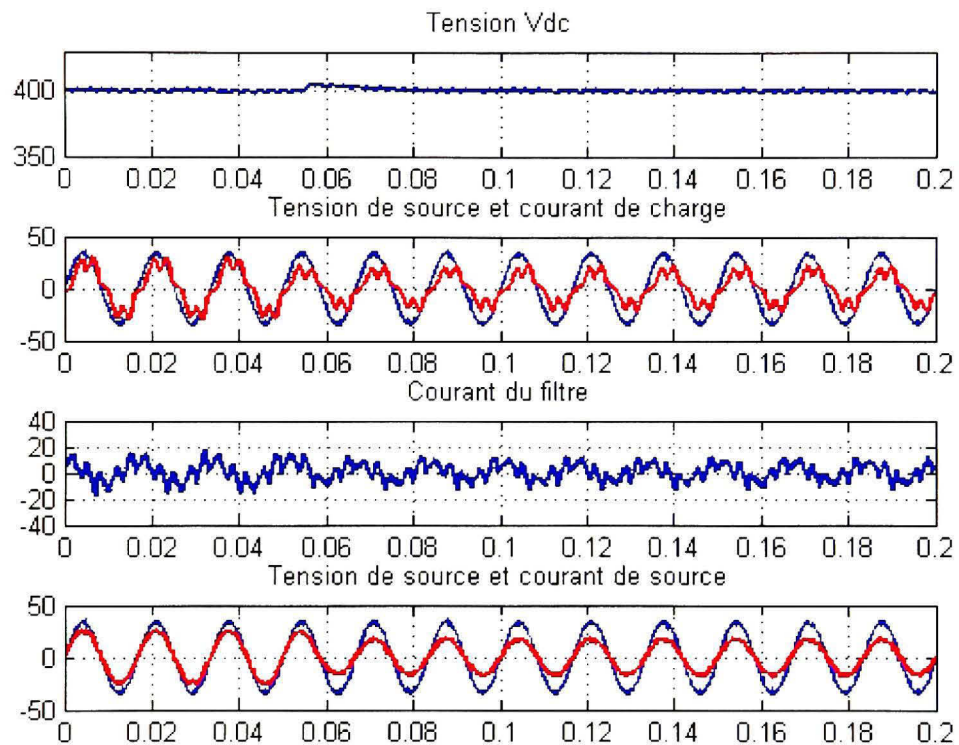


Figure 39 Résultats de simulation en régime dynamique (1^{er} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

➤ **2^e cas**

A $t = 0$ les trois charges(charge1, charge2 et charge3) sont connectés et a $t = 0.05$ s annulation de la charge2 (pont diodes alimentant une charge RC)

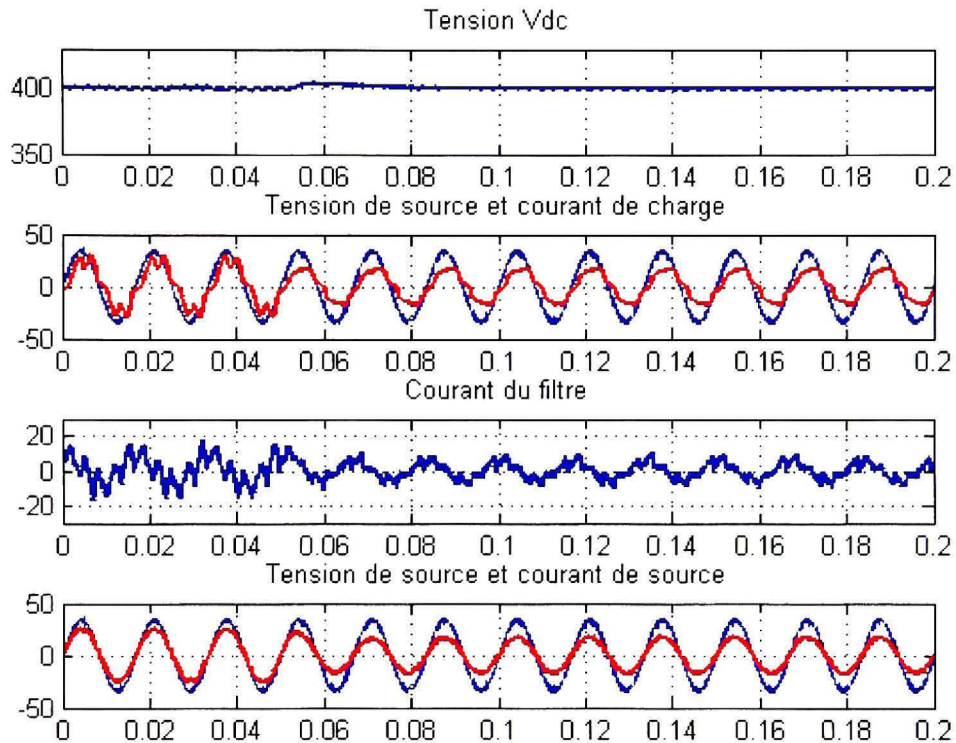


Figure 40 Résultats de simulation en régime dynamique (2^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

➤ **3^e cas**

A $t = 0$ les trois charges(charge1, charge2 et charge3) sont connectés et a $t = 0.05$ s annulation de la charge3 (linéaire triphasé RL)

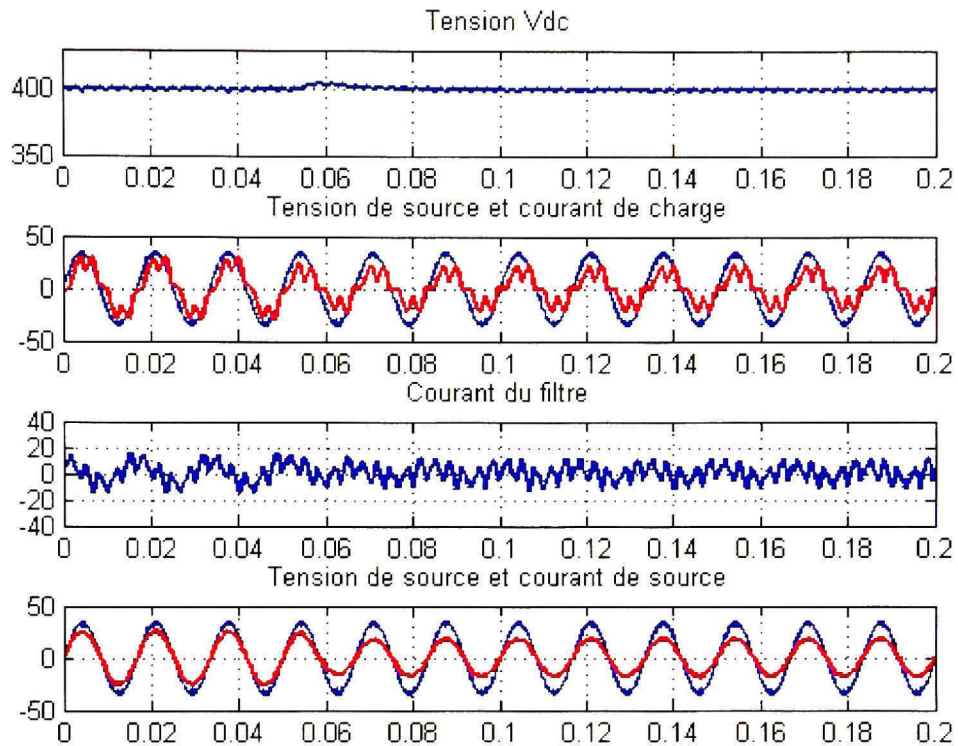


Figure 41 Résultats de simulation en régime dynamique (3^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

➤ 4^e cas

A $t = 0$ s Charge totale (charge1, charge2 et charge3) et a $t = 0.05$ s on élimine simultanément les deux charges 1 et 2

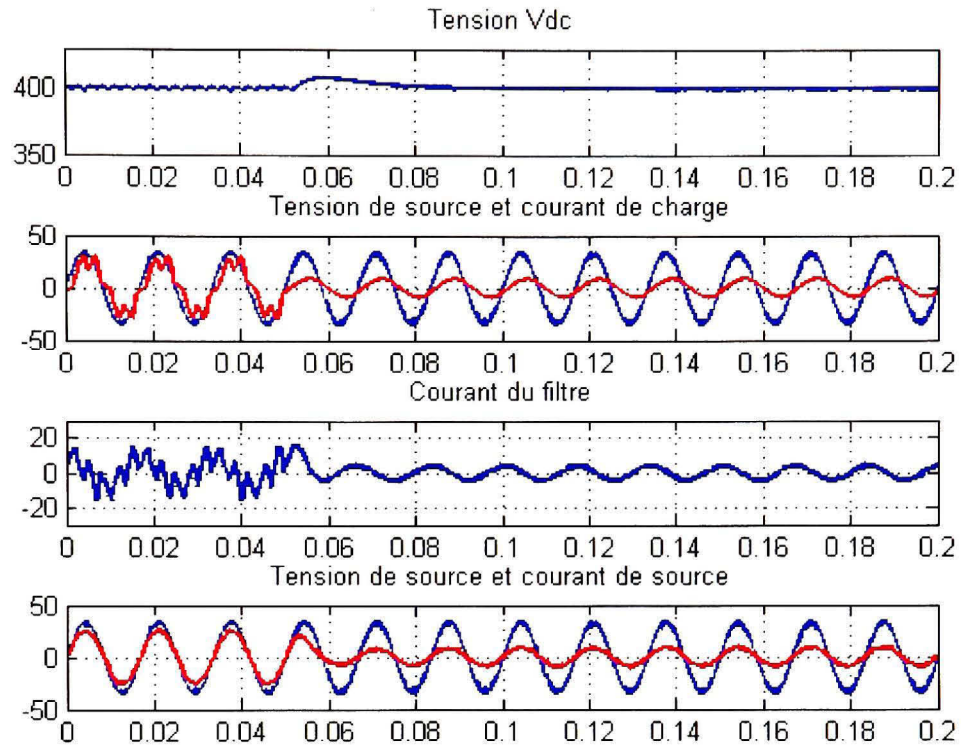


Figure 42 Résultats de simulation en régime dynamique (4^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

➤ 5^e cas

A $t = 0$ s Charge totale(charge1, charge2 et charge3) et a $t = 0.05$ s on enlève simultanément les deux charges 2 et 3

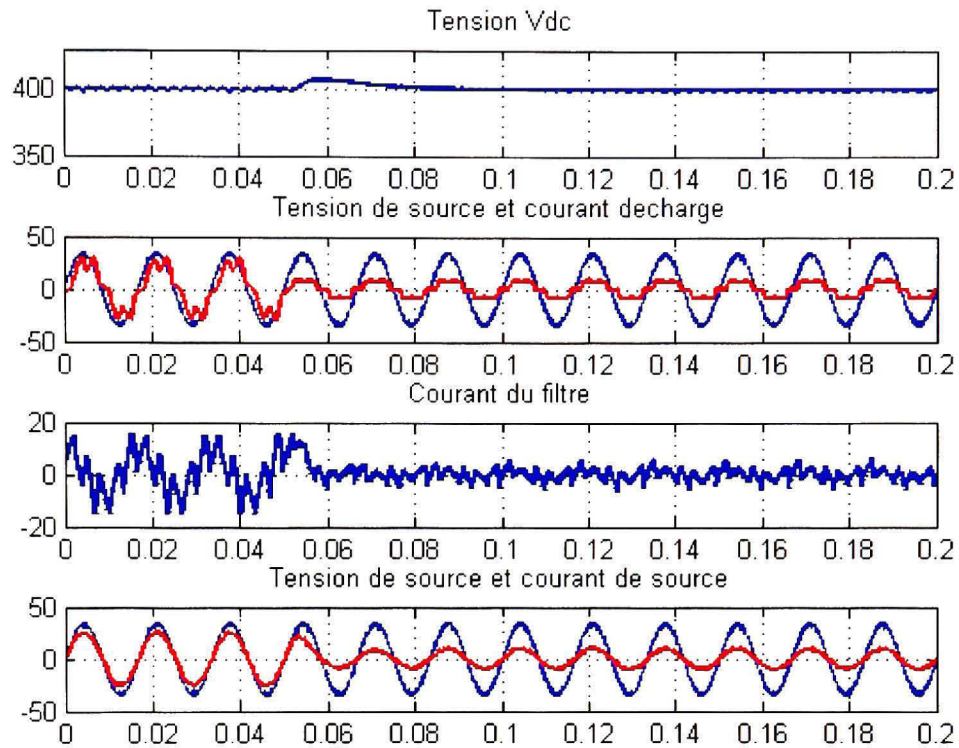


Figure 43 Résultats de simulation en régime dynamique (5^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

3.4.5 Interprétations des résultats

Selon les résultats de simulation obtenus, on remarque que le facteur de puissance est unitaire (tension de source et courant de source sont parfaitement en phase).

Les taux harmoniques de distorsion (THD), les dépassements et les temps de réponse pour chaque cas (différentes charges) sont résumés dans le tableau V.

Tableau V

Résumé des résultats de simulation (commande linéaire indirecte)

	Type de charge	courant de charge (THD)	courant de source (THD)	Temps de réponse (Tr)	Dépassement (D)
Réponse en régime permanent	Charge1	27.15	5.33	N/A	N/A
	Charge2	57.39	6.73	N/A	N/A
	Charge3	N/A	N/A	N/A	N/A
	Charge totale	26.48	3.49	N/A	N/A
Réponse en régime dynamique	Cas 1	N/A	N/A	0.020 s	2.5 %
	Cas 2	N/A	N/A	0.020 s	2.5 %
	Cas 3	N/A	N/A	0.010 s	2.5 %
	Cas 4	N/A	N/A	0.035 s	5.0 %
	Cas 5	N/A	N/A	0.010 s	2.5 %

On remarque que les THD des courants de source sont légèrement élevée, dépassent les normes IEEE standard 514.

Ceci est due a l'utilisation d'une fréquence de commutation assez basse ($F_c = 1920\text{Hz}$) et d'une période d'ichantillonnage assez élevée ($T_s = 52\mu\text{s}$)

Par contre en régime dynamique les résultats sont très satisfaisants point de vue dépassement est temps de réponse.

3.4.6 Résultats expérimentaux

La configuration du prototype utilisée voir figure 44 est constitué de :

- Une charge non linéaire de type source de courant (R_c, L_c),
- Une inductance de ligne (L_s)

- D'un filtre actif (IGBT, capacité (C_{dc}), la résistance et l'inductance du filtre (R_f, L_f).

. La commande utilisée est de type linéaire (indirecte) voir figure 30.

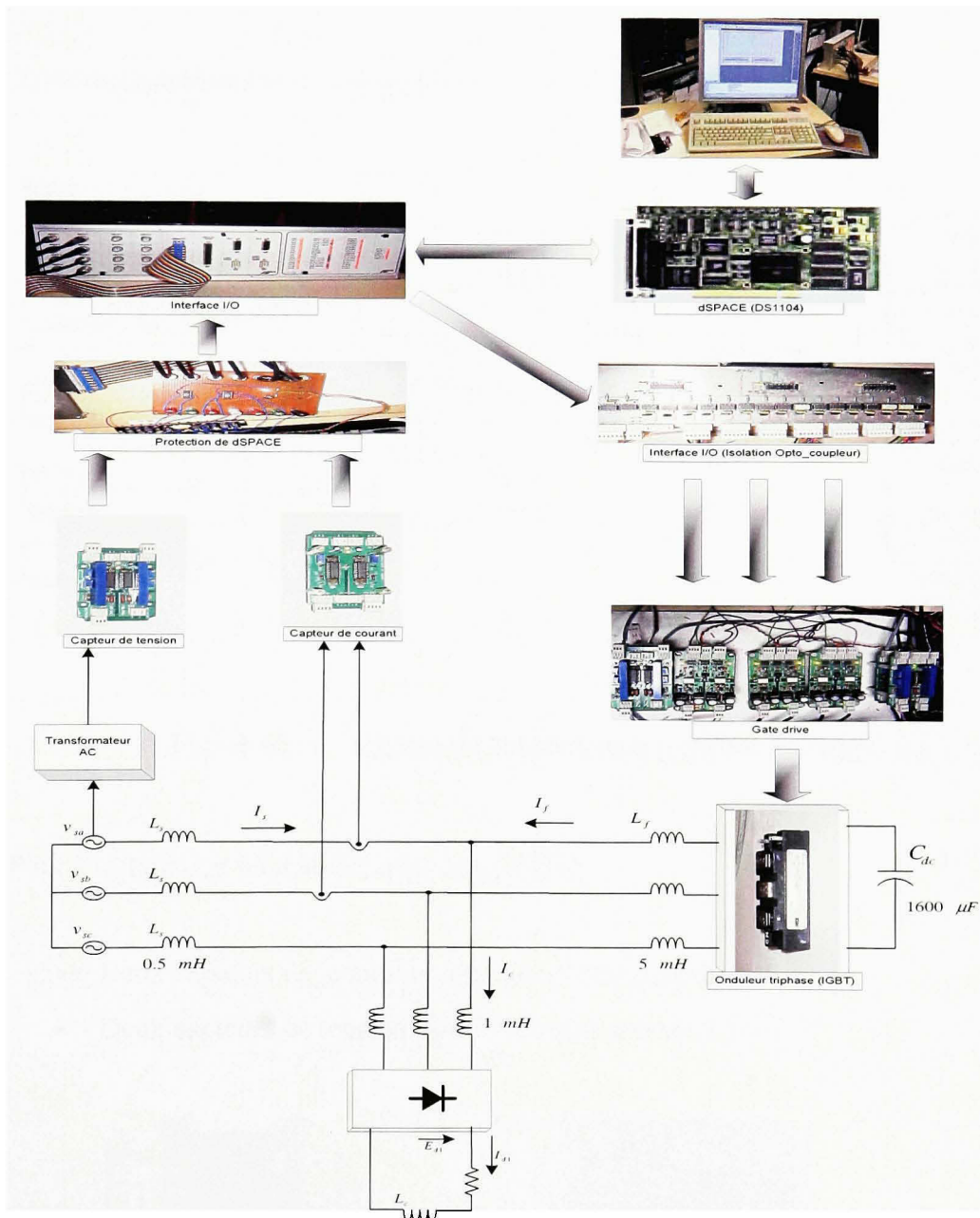


Figure 44 Schémas bloc utilisé pour la réalisation pratique

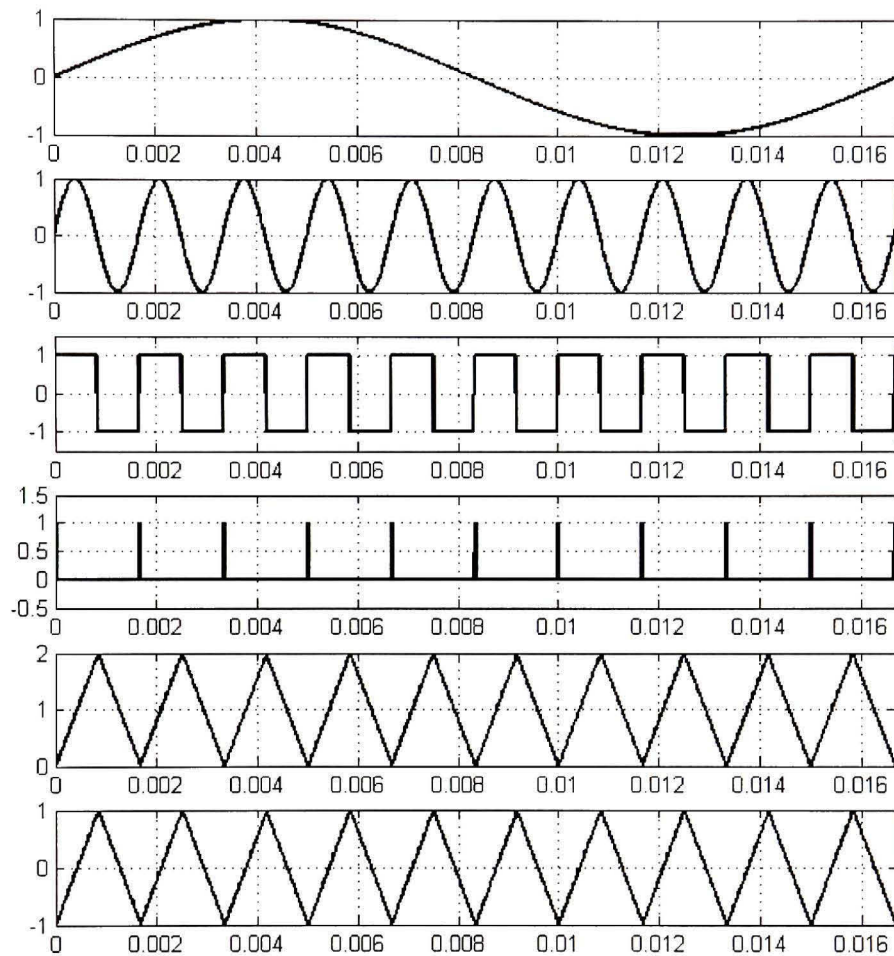


Figure 47 Chronogramme des signaux dans le bloc générateur du signal triangulaire

L'étape de synchronisation utilise un transformateur abaisseur sur la phase « a », la tension au secondaire est mesurée par un des deux capteurs de tension. La tension mesurée filtrée par un filtre passe bande pour éliminer les bruits qui peuvent fausser la synchronisation basée sur le principe du passage par zéro. Cette tension filtrée sert

d'entrée pour le PLL afin d'extraire le $\theta = \omega t$ pour la phase « a », voir figure 45, pour les autres phases un déphasage de $-\frac{2\pi}{3}$, $\frac{2\pi}{3}$ respectivement des phases « b » et « c ».

L'étage de sortie utilise les « Masterbit Out » pour chaque signal de commande pour faire véhiculer les signaux de commandes vers la partie hardware. à travers les opto-coupleurs pour des fins d'isolation, voir figure 48

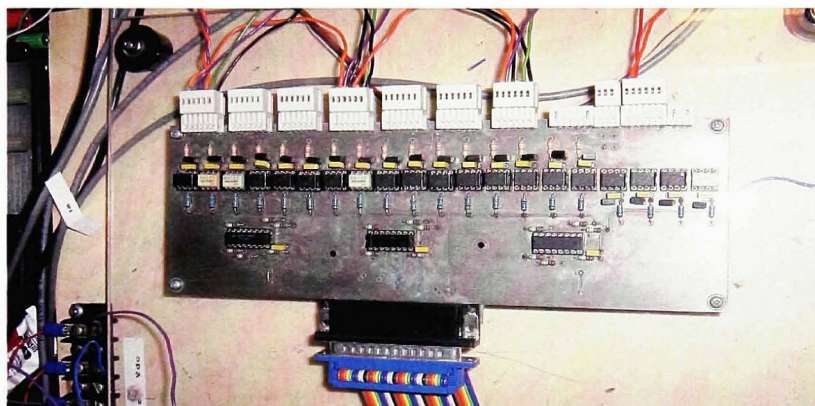


Figure 48 interface entrée/sortie (isolation avec opto-coupleurs)

Dans le but de protéger dSPACE des dépassements de signaux mesurés, on a utilisé un circuit externe qui impose les limites de protection (+10V et -10V), voir figure 49.

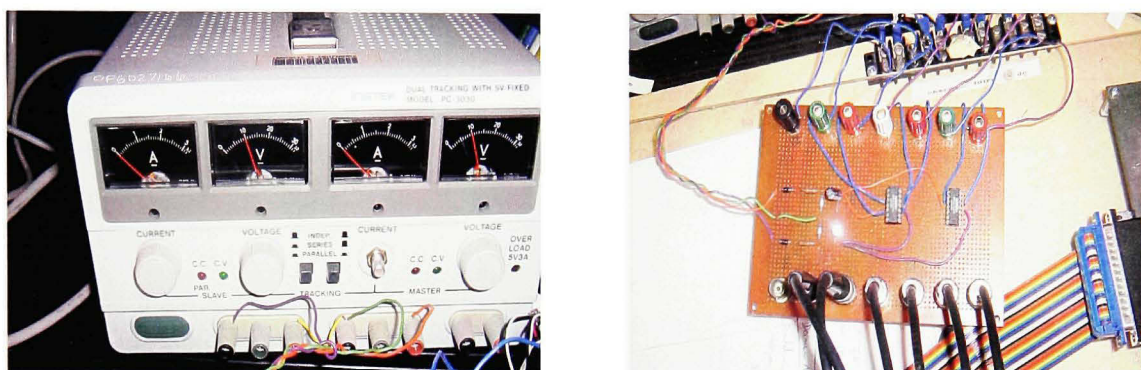


Figure 49 circuit de protection des entrée analogique de dSPACE(limite ± 10 V)

Pour éviter un court circuit éventuel d'un même bras de l'onduleur, un retard $T_m = T_s$ est imposé entre la fermeture et l'ouverture des deux interrupteurs du même bras. (voir figure 50)

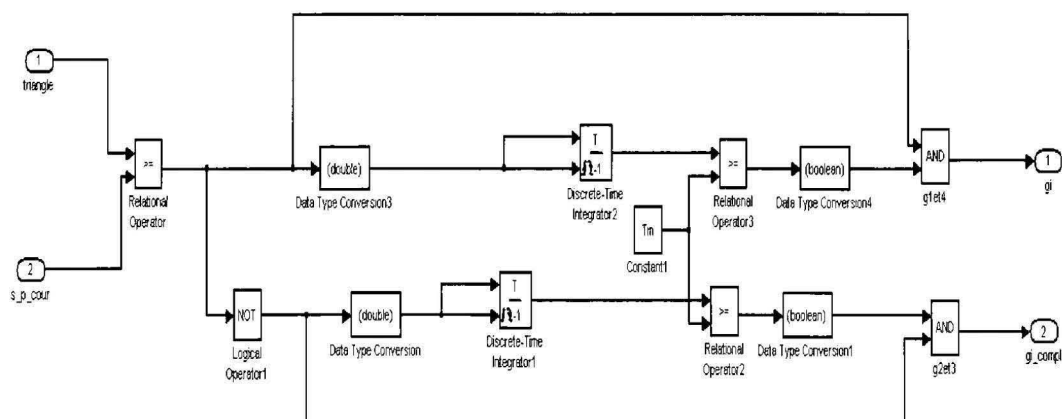


Figure 50 circuit de protection contre l'ouverture simultanée des interrupteurs du même bras

Pour des fins de démonstration, on a remplacé le signal de sortie la MLI par un signal carré et on a imposé aussi un grand retard ($1/4$ de la période du signal carré) Pour bien visualiser les signaux et s'assurer de l'efficacité et du bon fonctionnement du bloc du retard.

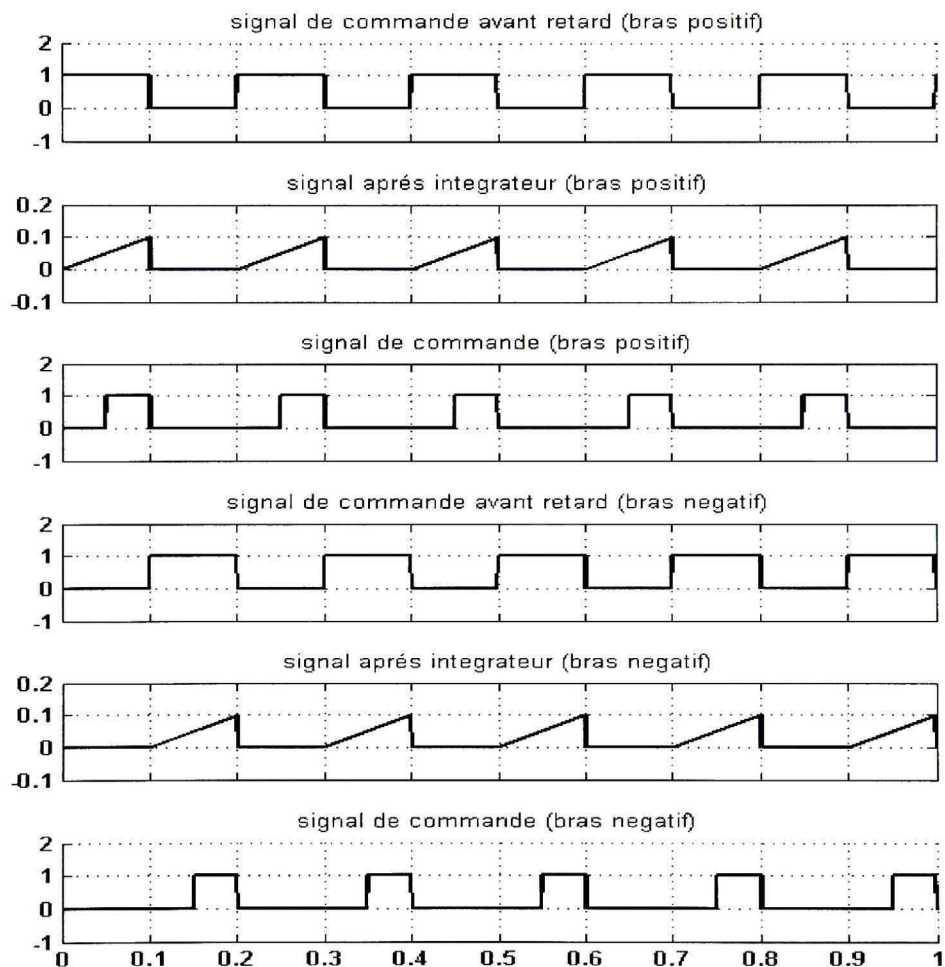


Figure 51 chronogramme des signaux du circuit de protection contre l'ouverture simultané des interrupteurs du même bras

3.4.6.1 Résultats expérimentaux ($V_{dc} \approx 200V$)

Les paramètres du système sont :

Réseau : $V_{seff} = \frac{70}{\sqrt{2}} V$, $f_s = 60Hz$

Filtre actif : $C_{dc} = 1600\mu F$, $L_f = 5mH$

Charge : pont de diode qui alimente une charge RL ($L_c = 10mH$ et $r_c = 80\Omega$)

Tension de sortie du filtre actif : $V_{dc} \approx 200V$

➤ Régime permanent

Les résultats pratiques en régime permanent sont présentés dans le tableau VI

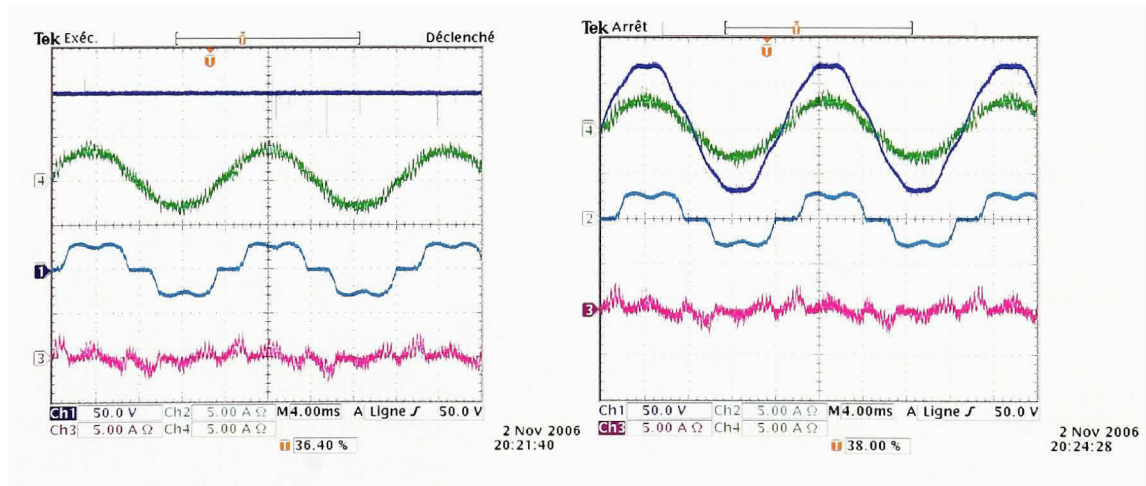


Figure 52 Résultats d'expérimentation en régime permanent cas d'une charge non linéaire type source de courant : Tension du bus dc(Ch1), tension de source(Ch1), courants de charge(Ch2), du filtre(Ch3) et de source(Ch4).

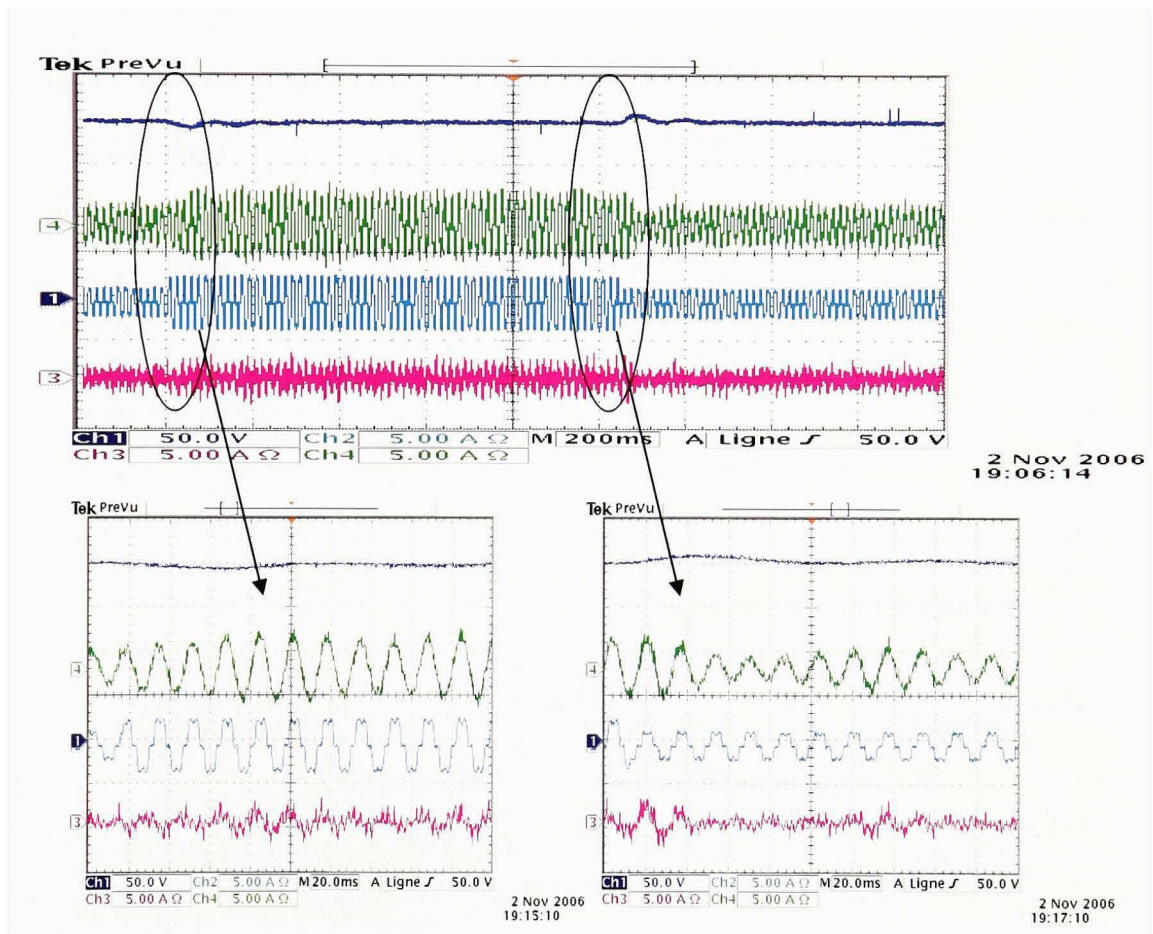
Tableau VI

Résultats expérimentaux ($V_{dc} \approx 200V$)

SOURCE	Tension	<div> <div> PRNT UØ MAN </div> <div> <div> <div>50.5</div> <div>69.3</div> <div>-0.1</div> <div>4.5</div> </div> <div> <div>U RMS</div> <div>U PK</div> <div>U DC</div> <div>%THD-R</div> </div> </div> <div> <div>volts rms</div> <div>10</div> </div> <div> <div> <div>60</div> <div>50</div> <div>40</div> <div>30</div> <div>20</div> <div>10</div> <div>0</div> </div> <div> <div>DC2</div> <div>4</div> <div>6</div> <div>8</div> <div>10</div> <div>12</div> <div>14</div> <div>16</div> <div>18</div> <div>20</div> <div>22</div> <div>24</div> <div>26</div> <div>28</div> <div>30</div> </div> </div> <div> <div>1</div> <div>3</div> <div>5</div> <div>7</div> <div>9</div> <div>11</div> <div>13</div> <div>15</div> <div>17</div> <div>19</div> <div>21</div> <div>23</div> <div>25</div> <div>27</div> <div>29</div> <div>31</div> </div> </div> <div> Harmonic </div>
--------	---------	--

Régime dynamique :

- Augmentation de 100 % de la résistance R_c de la charge (le passage de 40Ω a 80Ω)
- Diminution de 50 % de la résistance R_c de la charge (le passage de 80Ω a 40Ω)



(a) : diminution de 50% de la charge
(de 80 Ohms a 40 Ohms)

(b) : augmentation de 100% de la charge
(de 40 Ohms a 80 Ohms)

Figure 53 Tension V_{dc} (Ch1), les courants de source(Ch4), de charge(Ch2) et du filtre(Ch3) en régime dynamique .

3.4.6.2 Résultats expérimentaux ($V_{dc} \approx 400V$)

Tableau VII

Paramètres du système

Tension de la source	$V_s = 170V$ (crête / phase)
Inductance de ligne	$L_s = 0.5mH$
Charge non linéaire	$L_c = 10mH$ et $R_c = 80\Omega$
Inductance du filtre actif	$L_f = 5mH$
Résistance du filtre actif	$R_f = 0.1\Omega$
Capacitance du condensateur coté CC	$C_{dc} = 1600\mu F$
Tension continue du filtre actif	$V_{dc} = 400V$
Fréquence des commutations	$f_s = 1920Hz$

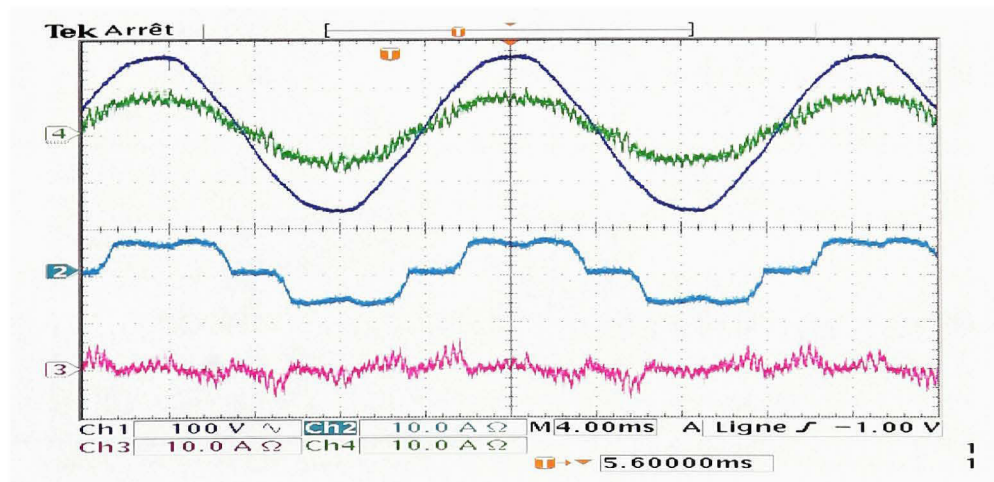
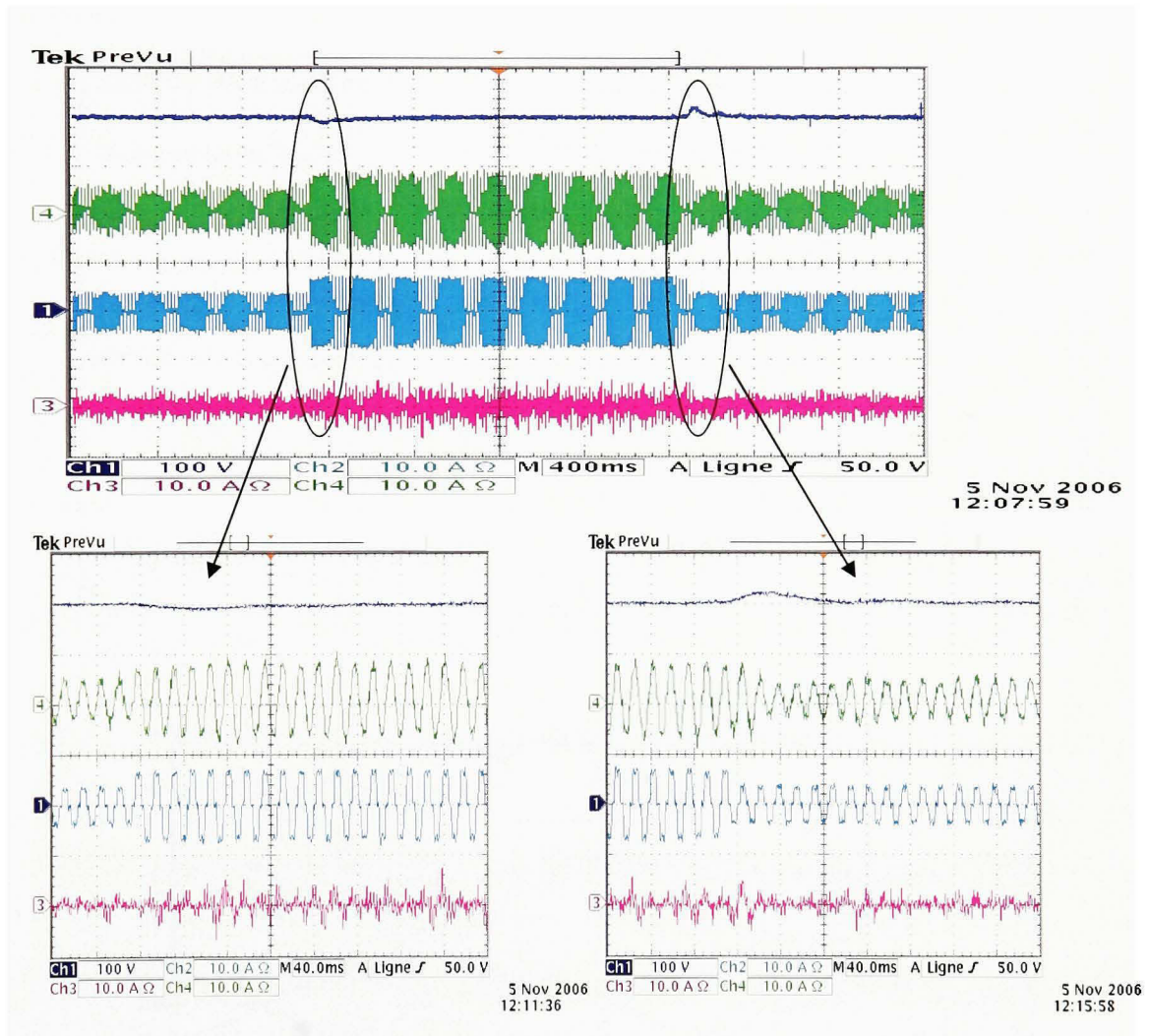


Figure 54 Résultats d'expérimentation en régime permanent cas d'une charge non linéaire type source de courant :Tension de source(Ch1),courants de charge(Ch2), du filtre(Ch3) et de source(Ch4).

Régime dynamique :

- Augmentation de 100 % de la résistance R_c de la charge (le passage de 40Ω a 80Ω)
- Diminution de 50 % de la résistance R_c de la charge (le passage de 80Ω a 40Ω)



(a) : diminution de 50% de la charge
(de 80 Ohms a 40 Ohms)

(b) : augmentation de 100% de la charge
(de 40 Ohms a 80 Ohms)

Figure 55 Tension V_{dc} (Ch1), les courants de source(Ch4), de charge(Ch2) et du filtre(Ch3) de la phase 'a' en régime dynamique

- Compensation du reactif ($V_{dc} \approx 400V$)

Tableau IX

Paramètres du système

Tension de la source	$V_s = 170V$ (crête / phase)
Inductance de ligne	$L_s = 0.5mH$
Charge linéaire	$L_c = 50mH$
Inductance du filtre actif	$L_f = 5mH$
Résistance du filtre actif	$R_f = 0.1\Omega$
Capacitance du condensateur cote CC	$C_{dc} = 1600\mu F$
Tension continue du filtre actif	$V_{dc} = 400V$
Fréquence des commutations	$f_s = 1920Hz$

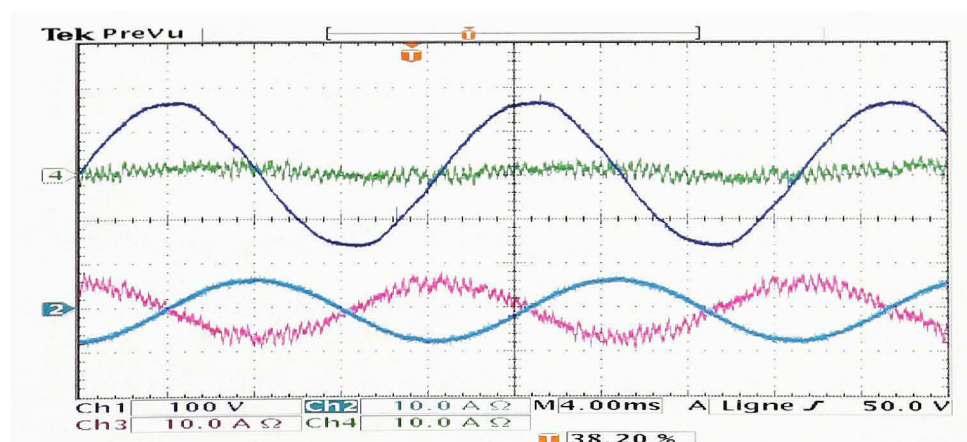


Figure 56 Résultats d'expérimentation en régime permanent cas d'une charge linéaire : Tension de source(Ch1), courants de charge(Ch2), du filtre(Ch3) et de source(Ch4).

Déséquilibre de la charge

➤ 1^{er} cas

Déséquilibre de la charge (charge non linéaire triphasé (pont diode alimente une charge $RL(L_c = 10mH$ et $R_c = 17\Omega)$) + charge non-linéaire monophasé (pont diode alimente une charge $RL(L_c = 10mH$ et $R_c = 40\Omega)$) entre la phase a et la phase b .

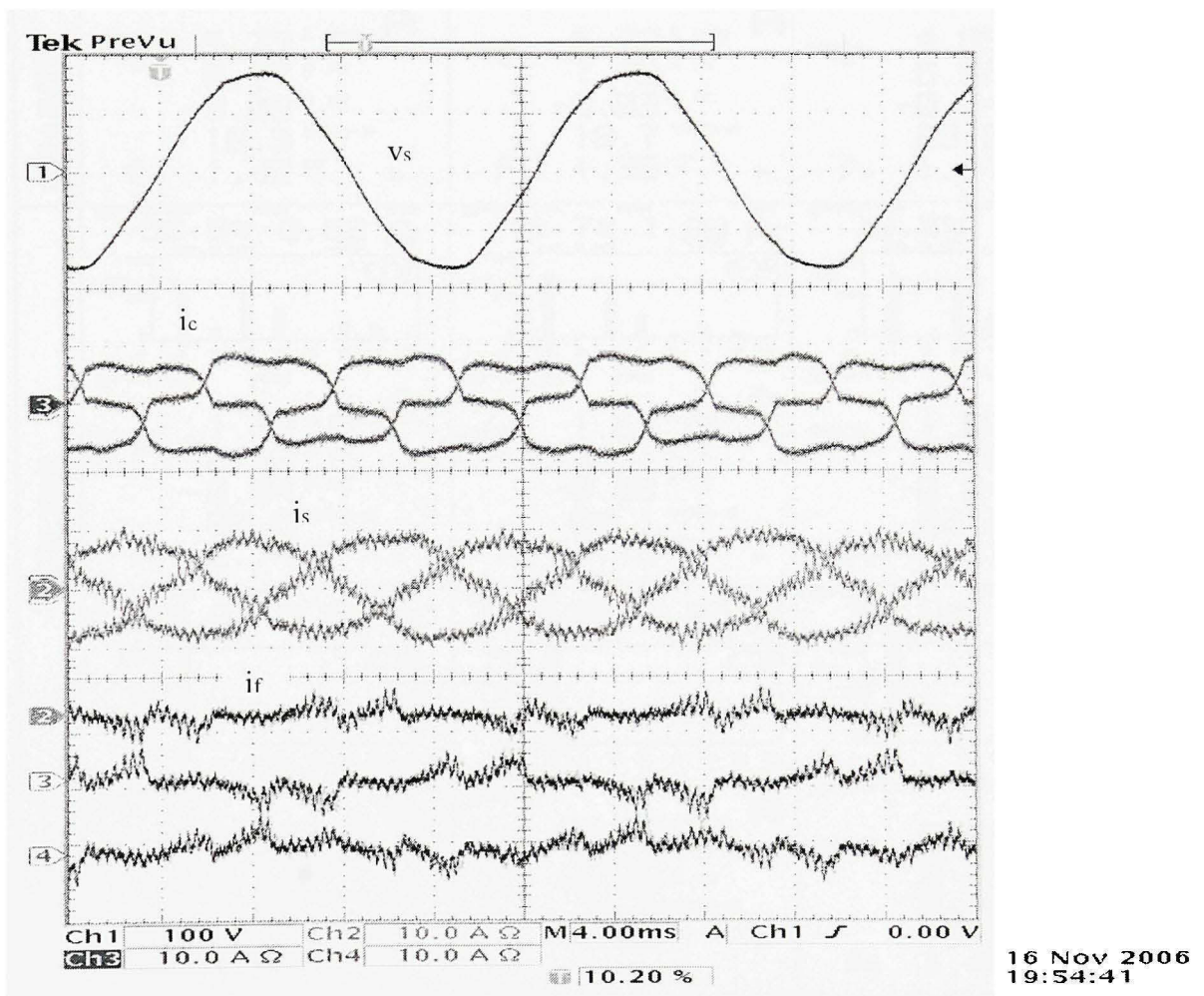


Figure 57 Tension de source, courants de charge, courants de source et courants du filtre avec une charge déséquilibrée (charge non-linéaire triphasé et une charge non-linéaire mono-phasé entre la phase a et la phase b)

Tableau X

Resultat experimentaux (desequilibre cas1, $V_{dc} = 400V$)

	Phase a	Phase b	Phase c
CHARGE	<p>PRNT U0 MAN RMS 98.3% 5.64 A 60.0 HZ -4°</p> <p>RANGE 10 5.73 A RMS 8.17 A PK -0.03 A DC 18.3 %THD-R 1.42 CF</p>	<p>PRNT U0 MAN RMS 98.2% 5.63 A 60.0 HZ -136°</p> <p>RANGE 10 5.73 A RMS 7.79 A PK -0.03 A DC 18.7 %THD-R 1.36 CF</p>	<p>PRNT U0 MAN RMS 97.3% 4.72 A 60.0 HZ 110°</p> <p>RANGE 10 4.85 A RMS 6.82 A PK -0.04 A DC 23.0 %THD-R 1.41 CF</p>
	<p>PRNT U0 MAN RMS 58.9% 0.63 A 60.0 HZ -85°</p> <p>RANGE 5 1.13 A RMS 2.42 A PK -0.04 A DC 80.8 %THD-R 2.14 CF</p>	<p>PRNT U0 MAN RMS 76.7% 1.23 A 60.0 HZ 148°</p> <p>RANGE 10 1.63 A RMS 3.51 A PK -0.03 A DC 64.1 %THD-R 2.15 CF</p>	<p>PRNT U0 MAN RMS 78.3% 1.22 A 60.0 HZ -11°</p> <p>RANGE 10 1.60 A RMS 3.70 A PK -0.04 A DC 62.2 %THD-R 2.31 CF</p>
	<p>PRNT U0 MAN RMS 99.8% 5.66 A 60.0 HZ 2°</p> <p>RANGE 10 5.67 A RMS 8.17 A PK -0.03 A DC 6.5 %THD-R 1.44 CF</p>	<p>PRNT U0 MAN RMS 99.8% 5.64 A 60.0 HZ -122°</p> <p>RANGE 10 5.67 A RMS 7.83 A PK -0.03 A DC 6.6 %THD-R 1.38 CF</p>	<p>PRNT U0 MAN RMS 99.9% 5.64 A 60.0 HZ 120°</p> <p>RANGE 20 5.66 A RMS 8.28 A PK -0.02 A DC 4.5 %THD-R 1.46 CF</p>

➤ 2^{iem} cas

Déséquilibre de la charge (charge non linéaire triphasé (pont diode alimente une charge $RL(L_c = 10mH$ et $R_c = 17\Omega)$ + charge non-linéaire monophasé (pont diode alimente une charge $RL(L_c = 10mH$ et $R_c = 40\Omega)$ entre la phase a et la phase b .

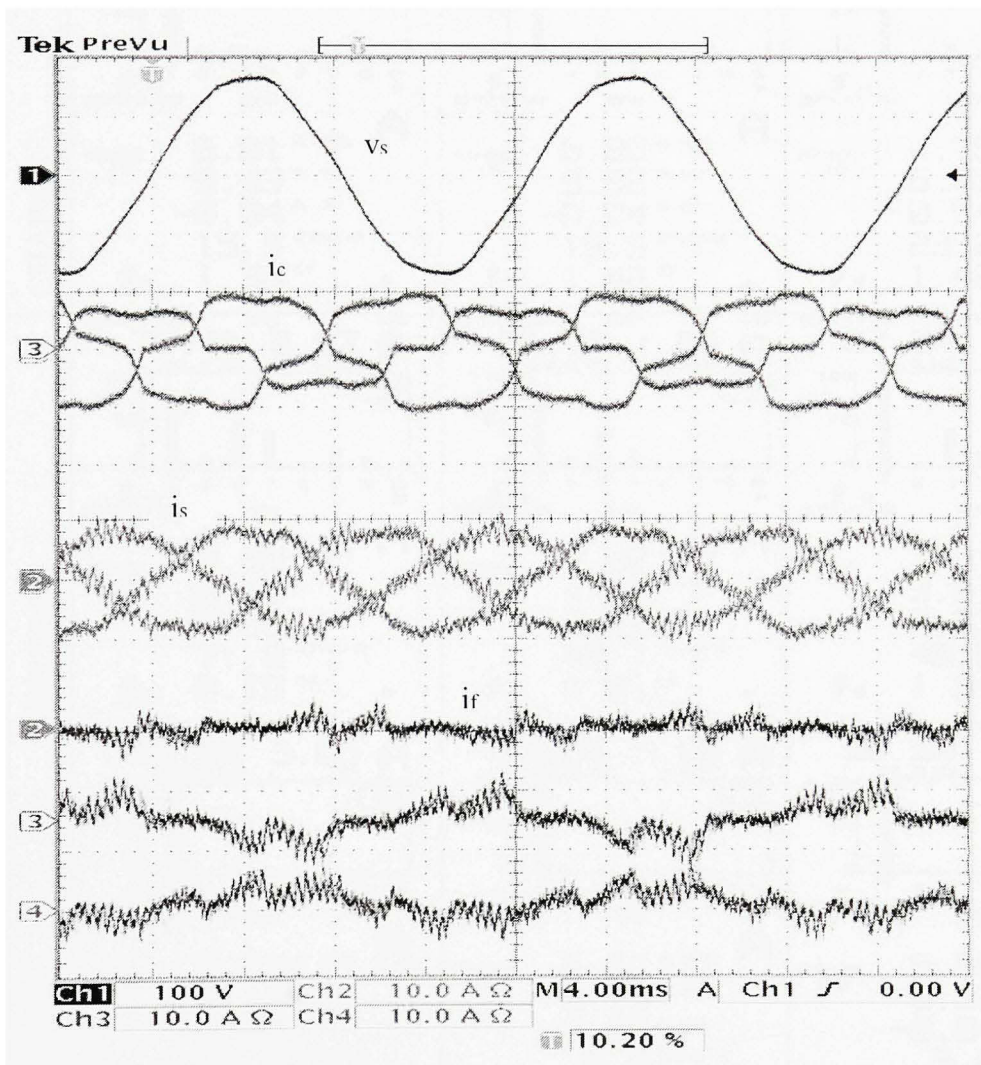
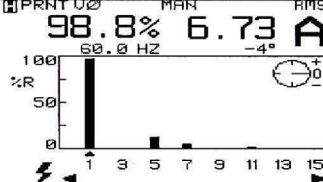
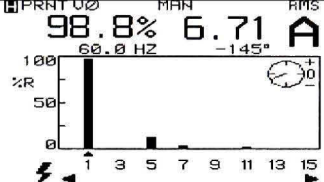
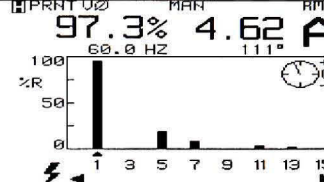
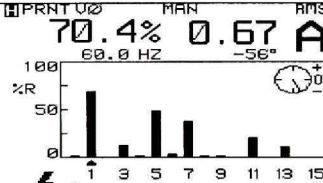
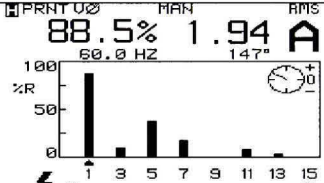
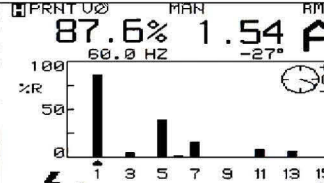
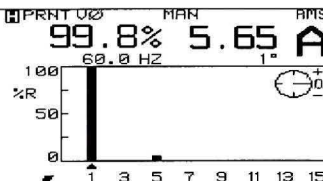
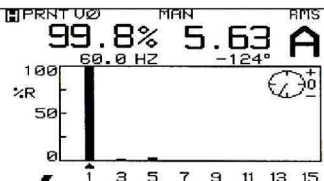
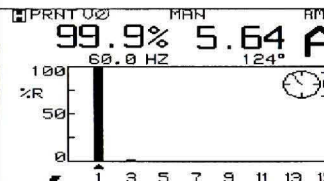


Figure 58 Tension de source, courants de charge, courants de source et courants du filtre avec une charge déséquilibrée (charge non-linéaire triphasé et une charge non-linéaire mono-phasé entre la phase a et la phase b)

Tableau XI

Résultats expérimentaux déséquilibre 2($V_{dc} \approx 400V$)

	Phase a	Phase b	Phase c
CHARGE	 <p>PRNT UØ MAN RMS 98.8% 6.73 A 60.0 HZ -4°</p> <p>RANGE 10 6.81 A RMS 9.43 A PK -0.04 A DC 15.5 %THD-R 1.38 CF</p>	 <p>PRNT UØ MAN RMS 98.8% 6.71 A 60.0 HZ -145°</p> <p>RANGE 10 6.80 A RMS 9.62 A PK -0.04 A DC 15.6 %THD-R 1.42 CF</p>	 <p>PRNT UØ MAN RMS 97.3% 4.62 A 60.0 HZ 111°</p> <p>RANGE 10 4.75 A RMS 6.73 A PK -0.04 A DC 23.2 %THD-R 1.42 CF</p>
	 <p>PRNT UØ MAN RMS 70.4% 0.67 A 60.0 HZ -56°</p> <p>RANGE 5 0.99 A RMS 2.16 A PK -0.03 A DC 71.0 %THD-R 2.18 CF</p>	 <p>PRNT UØ MAN RMS 88.5% 1.94 A 60.0 HZ 147°</p> <p>RANGE 10 2.22 A RMS 4.56 A PK -0.03 A DC 46.7 %THD-R 2.05 CF</p>	 <p>PRNT UØ MAN RMS 87.6% 1.54 A 60.0 HZ -27°</p> <p>RANGE 10 1.81 A RMS 3.51 A PK -0.03 A DC 48.2 %THD-R 1.94 CF</p>
	 <p>PRNT UØ MAN RMS 99.8% 5.65 A 60.0 HZ 1°</p> <p>RANGE 10 5.67 A RMS 8.15 A PK -0.03 A DC 6.5 %THD-R 1.44 CF</p>	 <p>PRNT UØ MAN RMS 99.8% 5.63 A 60.0 HZ -124°</p> <p>RANGE 10 5.67 A RMS 8.15 A PK -0.03 A DC 6.5 %THD-R 1.44 CF</p>	 <p>PRNT UØ MAN RMS 99.9% 5.64 A 60.0 HZ 124°</p> <p>RANGE 20 5.66 A RMS 8.52 A PK -0.04 A DC 5.0 %THD-R 1.51 CF</p>

CHAPITRE 4

COMMANDE NON LINEAIRE

4.1 Introduction

Les techniques de commande linéaires ont fait leurs preuves dans plusieurs applications industrielles. La commande linéaire présente certaines limites : lors de la conception des correcteurs, il est nécessaire de considérer que les paramètres du système soit connus et constants, en plus le modèle dynamique du filtre doit être approximé à un modèle linéaire. La commande linéaire ne permet pas d'atteindre les performances optimales du système. Pour cela la commande non linéaire est utilisée pour pallier à ces insuffisances et atteindre les performances désirées qui sont la poursuite et la régulation.

l'idée des filtres actifs shunts est basée sur le principe d'injection des courants harmoniques dans le réseau, ayant la même amplitude et en opposition de phase avec les courants harmoniques engendrés par une charge non linéaire. Généralement, les composantes harmoniques dans les courants de la charge non linéaire sont extraites pour être utilisées comme références des courants du filtre actif, et la tension coté continu du filtre actif est mesurée pour être régulée dans une boucle de retour. Cette boucle de régulation impose un faible courant à la fréquence fondamentale en phase avec les tensions au point de raccordement pour compenser les pertes dans les éléments du filtre actif. En plus grâce au progrès rapide dans la technologie des interrupteurs de puissance comme les "IGBT" et les "GTO", les filtres actifs shunts sont devenus une solution efficace dans la compensation des harmoniques des charges non linéaires de faible et moyenne puissances.

Le schéma synoptique de base d'un filtre actif shunt à structure tension est constitué d'une partie puissance et d'une partie commande (figure 59). La partie puissance

comporte un élément de stockage d'énergie, un onduleur et un filtre de découpage assurant la liaison entre l'onduleur et le réseau.

La partie commande est décrite suivant l'algorithme (commande directe) d'extraction des courants de références nécessaires dans la commande du filtre.

Nous présenterons ensuite la régulation du courant du filtre actif et de la tension du condensateur du bus DC en utilisant le régulateur proportionnel intégral (PI)

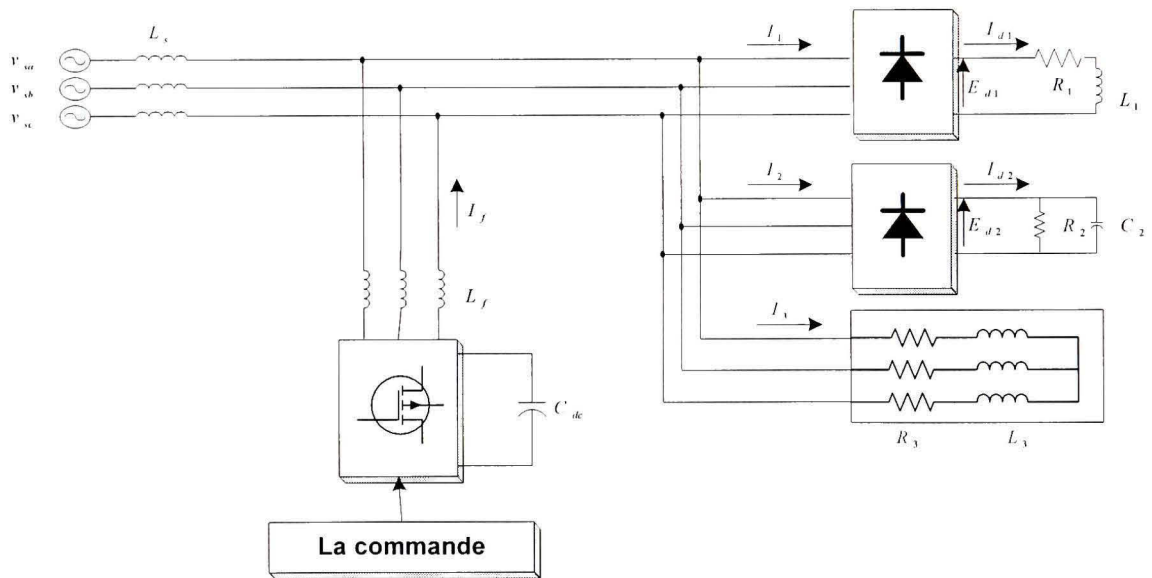


Figure 59 Filtre actif parallèle a structure tension dans un réseau triphasé

4.2 Modélisation du filtre actif shunt

Le système est montré dans la figure 59. Une source alternative triphasée v_s ayant une inductance L_s alimente une charge non linéaire génératrice des courants harmoniques consistant en un pont complet a diodes alimentant une charge inductive. Un filtre actif constitué d'un pont a six interrupteurs, en configuration source de tension et ayant des

inductances (L_f, R_f) à l'entrée et un condensateur C_{dc} à la sortie. Le filtre actif shunt sera modélisé dans le plan 'abc' et une fonction séquentielle de l'état des interrupteurs sera définie. La particularité de cette fonction réside dans le fait qu'elle forme un système triphasé possédant les mêmes caractéristiques que les systèmes de courants et tensions. Le modèle ainsi obtenu sera transformé au plan 'dq' en appliquant les matrices de transformation directement sur les systèmes triphasés [18]

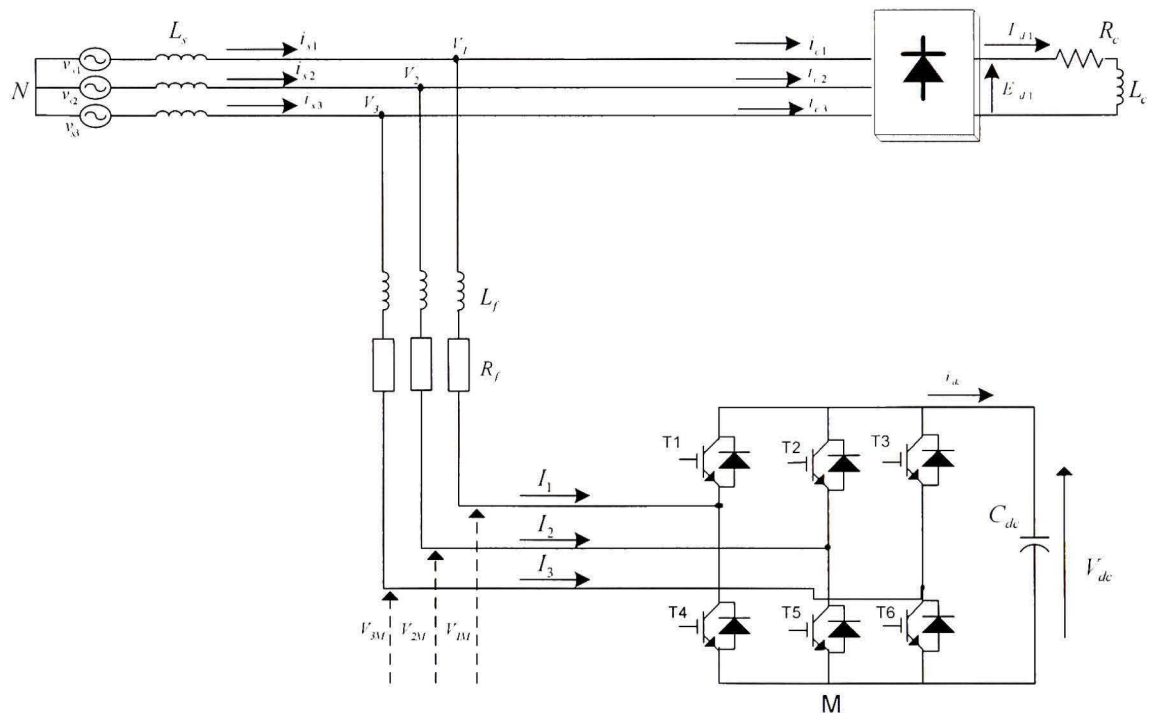


Figure 60 Filtre actif shunt dans le système triphasé.

4.2.1 Modélisation dans le plan 'abc'

Les lois de Kirchhoff appliquées pour chaque phase au point de raccordement du filtre actif donnent :

$$v_1 = L_f \frac{di_1}{dt} + R_f i_1 + v_{1M} + v_{MN}$$

$$v_2 = L_f \frac{di_2}{dt} + R_f i_2 + v_{2M} + v_{MN} \quad (4.1)$$

$$v_3 = L_f \frac{di_3}{dt} + R_f i_3 + v_{3M} + v_{MN}$$

En effectuant la somme des trois tensions supposées équilibrées et en tenant compte de l'absence d'une composante homopolaire dans les courants d'un système triphasé a trois fils, nous obtenons :

$$v_{MN} = -\frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 v_{mM} \quad (4.2)$$

D'autre part, nous définissons la fonction de commutation (ou de modulation) c_k du bras k du convertisseur comme étant l'état binaire de ses deux interrupteurs S_k et S'_k .

D'où,

$$c_k = \begin{cases} 1, & \text{si } S_k \text{ est fermé et } S'_k \text{ est ouvert} \\ 0, & \text{si } S_k \text{ est ouvert et } S'_k \text{ est fermé} \end{cases}$$

Nous pouvons ainsi écrire $v_{kM} = c_k v_{dc}$, ce qui permet de déduire :

$$v_{MN} = -\frac{1}{3} \sum_m c_m v_{dc} \quad (4.3)$$

L'équation différentielle régissant la phase k devient :

$$v_k = L_f \frac{di_k}{dt} + R_f i_k + c_k v_{dc} - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 c_m v_{dc}$$

ou encore

$$\frac{di_k}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_k - \frac{1}{L_f} \left(c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 c_m \right) v_{dc} + \frac{v_k}{L_f}, \quad k = 1, 2, 3. \quad (4.4)$$

Sachant qu'il existe huit séquences de fonctionnement possibles du convertisseur actif, nous définissons la fonction séquentielle d_{nk} comme étant :

$$d_{nk} = \left(c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 c_m \right)_n \quad (4.5)$$

La valeur de d_{nk} dépend simultanément de la séquence de fonctionnement n ($n=0, 1, 2, \dots, 7$) du convertisseur et de la phase k pour laquelle elle est évaluée. Cela démontre l'interaction entre les trois phases. Le tableau XII donne la valeur de d_{nk} selon la séquence de fonctionnement et pour chaque phase du système. D'ailleurs, sachant qu'il existe huit séquences de fonctionnements permises, la conversion de la matrice colonne $[c_{123}]$ à la matrice colonne $[d_{n123}]$, est donnée par:

$$\begin{bmatrix} d_{n1} \\ d_{n2} \\ d_{n3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Il est à souligner que $\sum_{m=1}^3 d_{nm} = 0$ et que le rang de la matrice de transformation des fonctions de commutation $[c_{123}] = [c_1 \ c_2 \ c_3]^T$ aux fonctions séquentielles $[d_{n123}] = [d_{n1} \ d_{n2} \ d_{n3}]^T$ est égal à 2.

Tableau XII

Valeur de d_{nk} selon la séquence n et la phase k

n	$[c_1 \ c_2 \ c_3]$	d_{nk}		
		K=1	K=2	K=3
0	[0 0 0]	0	0	0
1	[1 0 0]	2/3	-1/3	-1/3
2	[1 1 0]	1/3	1/3	-2/3
3	[0 1 0]	-1/3	2/3	-1/3
4	[0 1 1]	-2/3	1/3	1/3
5	[0 0 1]	-1/3	-1/3	2/3
6	[1 0 1]	1/3	-2/3	1/3
7	[1 1 1]	0	0	0

nous pouvons écrire du côté CC du filtre actif :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc} \quad (4.7)$$

Or, la loi de Kirchhoff pour les courants donne :

$$i_{dc} = c_1 i_1 + c_2 i_2 + c_3 i_3$$

et nous pouvons aisément vérifier que

$$\sum_{m=1}^3 d_{nm} i_m = \sum_{m=1}^3 c_m i_m$$

ce qui permet d'écrire

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{m=1}^3 c_m i_m \quad (4.8)$$

et ayant

$$d_{n3} = -d_{n1} - d_{n2}$$

et

$$i_3 = -i_1 - i_2$$

L'équation différentielle du côté CC devient :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (2d_{n1} + d_{n2}) i_1 + \frac{1}{C} (d_{n1} + 2d_{n2}) i_2 \quad (4.9)$$

En tenant compte de l'absence de la séquence homopolaire dans le système des courants, la représentation en modèle d'état du filtre actif dans le plan 'abc' est alors:

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_1}{dt} &= -R_f i_1 - d_{n1} v_{dc} + v_1 \\ L_f \frac{di_2}{dt} &= -R_f i_2 - d_{n2} v_{dc} + v_2 \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} &= (2d_{n1} + d_{n2}) i_1 + (d_{n1} + 2d_{n2}) i_2 \end{aligned} \quad (4.10)$$

ou sous la forme :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 & -\frac{d_{n1}}{L_f} \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{d_{n2}}{L_f} \\ \frac{2d_{n1} + d_{n2}}{C} & \frac{d_{n1} + 2d_{n2}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Il est à noter que ce modèle est une représentation minimale dans l'espace d'état. Cependant, le modèle est variable dans le temps et non-linéaire. De plus, la composante fondamentale des variables d'état en régime permanent est sinusoïdale. Dans le but de faciliter la commande, le modèle peut être transformé au plan synchrone 'dq' tournant à la fréquence fondamentale angulaire ω . Cette transformation rend constante la composante directe à la fréquence fondamentale des variables d'état.

4.2.2 Conversion abc/dq du modèle

Le modèle du système peut être transformé au plan synchrone 'dq0' tournant à la vitesse angulaire ω et formant ainsi avec le plan stationnaire 'abc' un angle $\theta = \omega t$. Sachant que la conversion du plan 'dq0' au plan 'abc' peut se faire à l'aide de la matrice C_{123}^{dq0} suivante :

$$C_{123}^{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos \theta & -\sin \theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

La conversion inverse est alors obtenue à partir de la matrice transposée de C_{123}^{dq0} . D'où :

$$C_{dq0}^{123} = (C_{123}^{dq0})^{-1} = (C_{123}^{dq0})^T$$

D'où, en posant la troisième équation du modèle, donnée par la relation (4.8), sous la forme suivante :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} [d_{n123}]^T [i_{123}]$$

nous pouvons effectuer le développement suivant :

$$\begin{aligned} \frac{dv_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C} \left(C_{123}^{dq0} [d_{ndq0}] \right)^T \left(C_{123}^{dq0} [i_{dq0}] \right) \\ &= \frac{1}{C} [d_{ndq0}]^T \left(C_{123}^{dq0} \right)^T C_{123}^{dq0} [i_{dq0}] \\ &= \frac{1}{C} [d_{ndq0}]^T [i_{dq0}] \\ &= \frac{d_{nd} i_d}{C} + \frac{d_{nq} i_q}{C} + \frac{d_{n0} i_0}{C} \end{aligned}$$

Et sachant que $d_{n0} = 0$ et $i_0 = 0$, nous obtenons :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{d_{nd} i_d}{C} + \frac{d_{nq} i_q}{C} \quad (4.13)$$

Les équations du modèle stationnaire peuvent être mises sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} [i_{123}] = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} [i_{123}] - \frac{1}{L_f} [d_{m123}] v_{dc} + \frac{1}{L_f} [v_{123}] \quad (4.14)$$

ou $[i_{123}] = [i_1, i_2, i_3]^T$, $[d_{m123}] = [d_{m1}, d_{m2}, d_{m3}]^T$ et $[v_{123}] = [v_1, v_2, v_3]^T$ sont les composantes des vecteurs dans le plan triphasé stationnaire 'abc'. Cela implique :

$$\frac{d}{dt} [C_{123}^{dq0} [i_{dq0}]] = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} C_{123}^{dq0} [i_{dq0}] - \frac{1}{L_f} C_{123}^{dq0} [d_{ndq0}] v_{dc} + \frac{1}{L_f} C_{123}^{dq0} [v_{dq0}] \quad (4.15)$$

ou $[i_{dq0}] = [i_d, i_q, i_0]^T$, $[d_{ndq0}] = [d_{nd}, d_{nq}, d_{n0}]^T$ et $[v_{123}] = [v_1, v_2, v_3]^T$ sont les composantes des vecteurs dans le plan synchrone 'dq' tournant a la vitesse ω .

Et en appliquant l'égalité suivante :

$$\frac{d}{dt}xy = x \frac{d}{dt}y + y \frac{d}{dt}x$$

nous pouvons écrire :

$$\frac{d}{dt}[i_{dq0}] = \left(- (C_{123}^{dq0})^{-1} \left(\frac{d}{dt} C_{123}^{dq0} \right) - \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right) [i_{dq0}] - \frac{1}{L_f} [d_{ndq0}] v_{dc} + \frac{1}{L_f} [v_{dq0}] \quad (4.16)$$

Cela permet de déduire les expressions des équations du modèle d'état dans le plan 'dq', comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc}}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc}}{L_f} \\ \frac{i_d}{C} & \frac{i_q}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L_f} \\ \frac{v_q}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

4.3 Commande non-linéaire en boucles indépendantes

La figure 61 montre le schéma bloc de la commande. Les courants fournis par le filtre actif sont contrôlés dans le plan 'dq' en utilisant une stratégie de commande non-linéaire basée sur le découplage des boucles d'asservissement [19,20]. A partir des courants de charge transformés dans le plan 'dq', les références harmoniques i_{cd} , i_{cq} , sont extraites.

i_{cd} la référence du courant sur l'axe 'd' est ajoutée a l'erreur de la tension continue du filtre actif.

Pour les boucles internes (boucles des courants) des compensateurs du type proportionnel-intégral (PI) sont utilisés dans l'asservissement de chaque courant pour forcer les courants du filtre actif à suivre rapidement leurs références.

De même, pour la boucle externe on règle la tension continue à une valeur consigne. en utilisant un compensateur (PI) et l'erreur compensée à sa sortie est ajoutée à la référence du courant sur l'axe 'd'.

4.3.1 Boucles des courants

La boucle de courant sur les axes 'd' et 'q' doit être rapide pour effectuer un bon suivi des consignes. Par contre la boucle de la tension continue doit être préférablement lente. Ainsi, la séparation des fréquences naturelles des dynamiques des courants de celle de la dynamique de la tension continue évite l'interaction entre les différentes boucles et permet l'analyse de l'asservissement de chacune des variables d'état indépendamment des autres.

Les deux premières équations différentielles du modèle (4.17) établi sont réécrites sous la forme suivante :

$$L_c \frac{di_d}{dt} + R_c i_d = L_c \varpi i_q - v_{dc} d_{nd} + v_d \quad (4.18)$$

$$L_c \frac{di_q}{dt} + R_c i_q = -L_c \varpi i_d - v_{dc} d_{nq} + v_q$$

Ces équations représentent les dynamiques des courants i_d , et i_q , du filtre actif. Nous notons que ces dynamiques sont couplées et non-linéaires. D'une part, le couplage est dû à la présence de i_q , dans l'équation différentielle contenant la dérivée première de i_d , et

inversement. D'une part, la non-linéarité est due aux termes multipliant les entrées avec la troisième variable d'état V_{dc} . La méthode de commande proposée ci-dessous effectue le découplage et la linéarisation de ces dynamiques par le biais de l'introduction des nouvelles entrées équivalentes. Ces entrées sont définies comme suit :

$$u_d = L_c \omega i_q - v_{dc} d_{nd} + v_d \quad (4.19)$$

$$u_q = -L_c \omega i_d - v_{dc} d_{nq} + v_q$$

L'application de ces entrées équivalentes transforme le problème des dynamiques couplées en un problème de dynamiques découplées. De cette façon, les courants i_d , et i_q , peuvent être commandés indépendamment l'un de l'autre en agissant sur les entrées u_d , et u_q , respectivement. De plus, l'utilisation de compensateurs proportionnel-intégral permet l'obtention d'une réponse dynamique rapide et l'annulation de l'erreur en régime permanent des composantes continues dans les consignes. Les compensateurs ont les expressions suivantes :

$$u_d = k_p \tilde{i}_d + k_i \int \tilde{i}_d dt \quad (4.19)$$

$$u_q = k_p \tilde{i}_q + k_i \int \tilde{i}_q dt$$

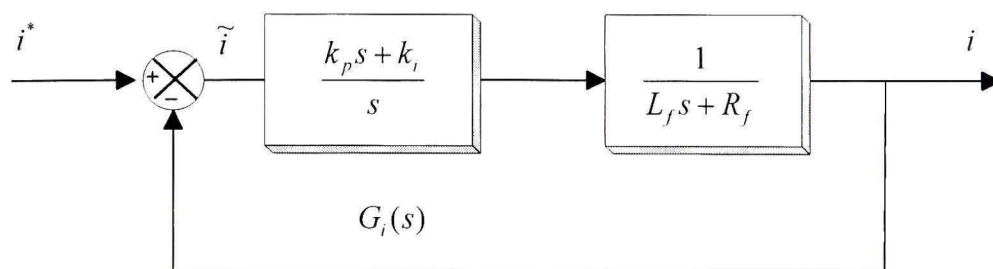


Figure 61 Schéma bloc de la boucle interne du courant

ou $\tilde{i}_d = i_d^* - i_d$ et $\tilde{i}_q = i_q^* - i_q$ Sont les erreurs des courants, ainsi i_d^* et i_q^* sont les références des signaux i_d et i_q . Ayant un problème de dynamiques linéaires à traiter, une analyse fréquentielle utilisant les fonctions de transfert est adoptée. Les fonctions de transfert des compensateurs sont :

$$G_i(s) = \frac{U_q(s)}{\tilde{I}_q(s)} = \frac{U_d(s)}{\tilde{I}_d(s)} = k_p \frac{s + k_i / k_p}{s} \quad (4.20)$$

Et la fonction de transfert en chaîne fermée de chacun des deux courants est :

$$\frac{I_q(s)}{I_q^*(s)} = \frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{k_p}{L_c} \frac{s + k_i / k_p}{s^2 + \frac{(R_c + k_p)}{L_c} s + \frac{k_i}{L_c}} \quad (4.21)$$

Finalement, les lois de commande des boucles de courant sont :

$$d_{nd} = \frac{v_d + L_f \omega i_q - u_d}{v_{dc}} \quad (4.22)$$

$$d_{nq} = \frac{v_q - L_f \omega i_d - u_q}{v_{dc}} \gamma$$

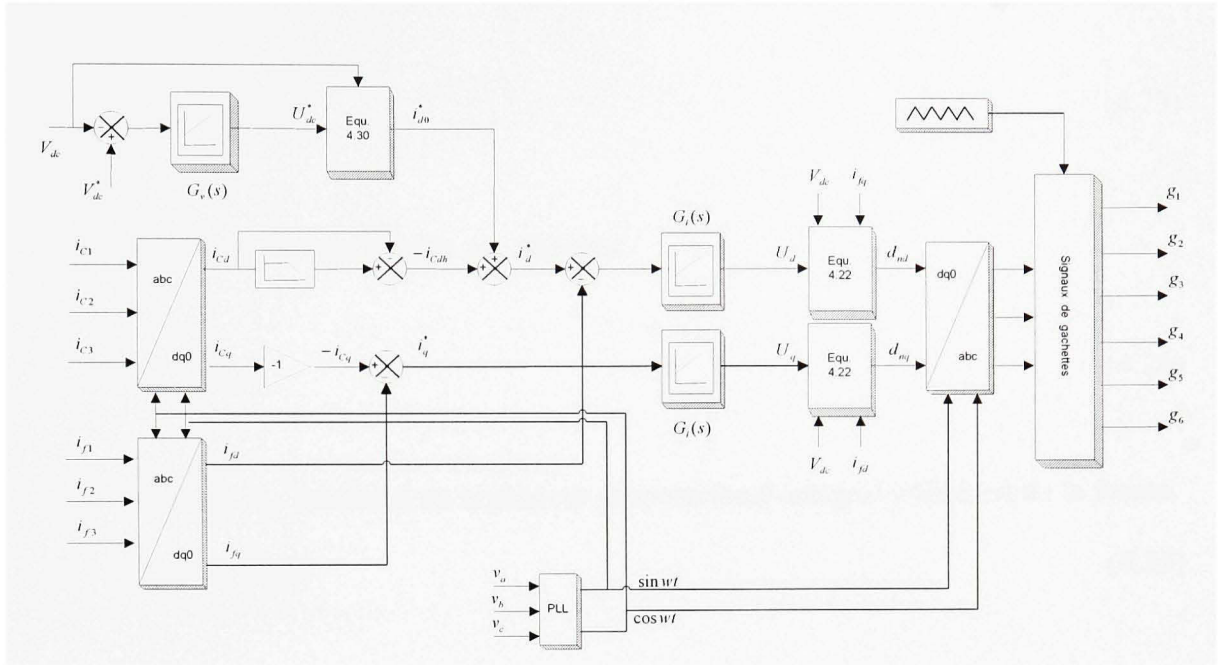


Figure 62 Schéma bloc de la commande non-linéaire

4.3.2 Boucle de régulation de la tension du bus DC

Les puissances active et réactive instantanées à l'entrée du filtre actif sont exprimées par :

$$p = v_d i_d + v_q i_q \quad \text{et} \quad q = v_d i_q - v_q i_d$$

Ces expressions montrent que dans le but de compenser les pertes dans les éléments du filtre actif, on peut agir sur i_d ou i_q . En plus, dans le cas où le système des tensions de la source est équilibré, v_q est nul.

Il suffit d'agir sur i_d pour compenser les pertes dans le filtre actif. Pour analyser cette boucle de régulation, récrivons la troisième équation du modèle sous la forme suivante :

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = d_{nd}i_d + d_{nq}i_q \quad (4.23)$$

Définissons l'entrée équivalente u_{dc} suivante :

$$u_{dc} = d_{nd}i_d + d_{nq}i_q \quad (4.24)$$

Pour maintenir V_{dc} constant, un régulateur proportionnel-intégral utilisé est de la forme.

$$u_{dc} = k_1 \tilde{v}_{dc} + k_2 \int \tilde{v}_{dc} dt \quad (4.25)$$

La fonction de transfert s'écrit :

$$G_v(s) = \frac{U_{dc}(s)}{\tilde{v}_{dc}(s)} = k_1 \frac{s + k_2 / k_1}{s} \quad (4.26)$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la tension V_{dc} est donnée à la figure 63.

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^*(s)} = 2\zeta\omega_{nv} \frac{s + \frac{\omega_{nv}}{2\zeta}}{s^2 + 2\zeta\omega_{nv}s + \omega_{nv}^2} \quad (4.27)$$

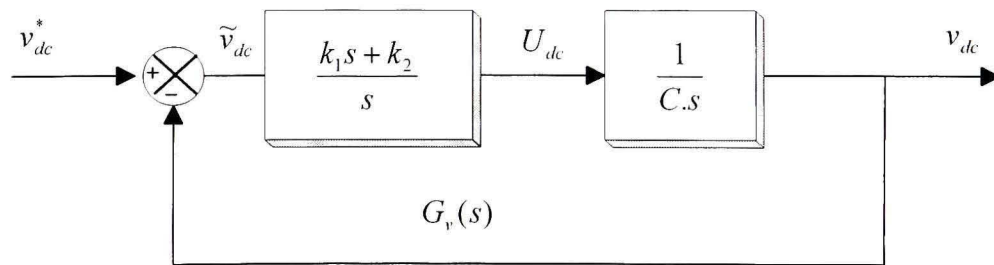


Figure 63 Schéma bloc de la boucle externe de la tension

Les gains du régulateur sont exprimés suivant les expressions suivantes :

$$k_1 = 2\zeta\omega_m C \quad \text{et} \quad k_2 = \omega_m^2 C \quad (4.28)$$

En fonctionnement normal du filtre actif, les propriétés suivantes sont applicables :

$$d_{nq}v_{dc} \approx v_q = 0 \quad \text{et} \quad d_{nd}v_{dc} \approx v_d = \sqrt{\frac{3}{2}}\hat{V} \quad (4.29)$$

Le courant actif supplémentaire pour maintenir V_{dc} constant est donné par :

$$i_{d0}^* \approx \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{dc}}{V} u_{dc} \quad (4.30)$$

Cette référence de courant i_{d0}^* sera ajoutée à la référence du courant i_d comme le montre la figure 61. La composante i_{d0}^* permet de réguler la tension du bus DC et de compenser les pertes dans les éléments dissipatifs du filtre.

4.3.3 Extraction des références harmoniques

Les courants de la charge non linéaire $i_{c1,2,3}$ sont mesurés et transformés au plan synchrone 'dq' qui tourne à la fréquence fondamentale, les courants i_{cd} et i_{cq} de la charge non linéaire peuvent être écrits sous forme suivante :

$$i_{cd} = I_{cd} + i_{cdh} \quad (4.31)$$

$$i_{cq} = I_{cq} + i_{cqh}$$

Où

i_{cd} : Composante fondamentale

i_{cdh} : Composante harmonique

i_{cq} : Composante fondamentale en quadrature

i_{cqh} : Composante harmonique en quadrature

La composante i_{cd} est l'image du courant fondamental en phase avec la tension simple dans le plan 'abc'(puissance active). Un filtre passe bas est utilisé pour extraire la composante harmonique $-i_{cdh}$, qui représente la référence du courant harmonique sur l'axe d du filtre actif, comme le montre la figure 64.

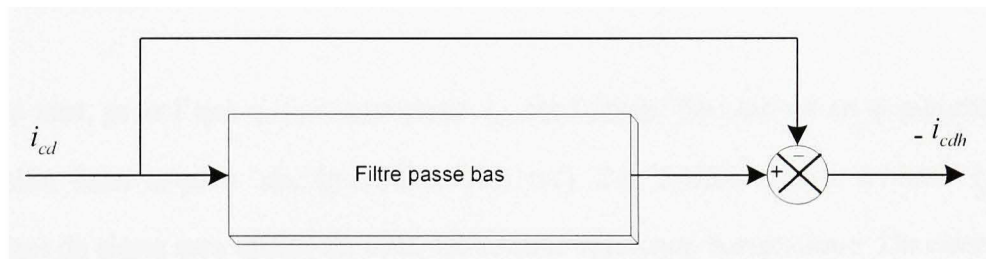


Figure 64 Schéma représentant le principe d'extraction des courants harmoniques

L'ordre de ce filtre passe-bas définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification.

Des filtres de quatrième ou cinquième ordre ont été proposés [21]. Dans notre étude, nous avons choisi un filtre passe-bas du deuxième ordre en vue de simplifier l'approche d'implantation numérique de ce dernier. En effet, un ordre plus élevé entraînerait des temps de calcul plus longs ce qui peut être préjudiciable dans notre étude. La relation suivante donne l'expression générale d'un filtre passe-bas du deuxième ordre :

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (4.32)$$

La fréquence de coupure, $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ est choisie pour que le filtre de puissance puisse bloquer toute composante perturbatrice des puissances instantanées. Elle doit aussi permettre aussi le passage des composantes continues représentant les puissances active et réactive à la fréquence fondamentale. Cette fréquence est donc choisie selon le type de la charge, soit :

- 60 Hz pour un courant de charge équilibré avec un temps de réponse du filtre de 20 ms,
- 20 Hz pour un courant de charge déséquilibré avec un temps de réponse du filtre de 60 ms.

D'autre part, pour l'axe q, la composante i_{cq} est l'image du courant en quadrature avec la tension dans le plan 'abc' (puissance réactive). Par conséquent, le courant i_{cq} avec inversion de signe sera utilisé au complet comme référence harmonique. De cette façon, les courants harmoniques et la puissance réactive seront compensés simultanément.

D'ailleurs cette méthode requiert la génération de signaux sinusoïdaux en phase et en quadrature avec la tension simple v_1 . Cela peut être obtenu à l'aide d'une boucle de verrouillage de phase (PLL) comme le montre la figure 61

Finalement, les courants de référence du filtre actif sont donnés par :

$$\begin{aligned} i_d^* &= -i_{Ldh} + i_{d0}^* \\ i_q^* &= -i_{Lq} \end{aligned} \tag{4.33}$$

Tableau XIII

Paramètres du système utilisés pour la simulation

Tension de la source	$V_s = 170V$ (crête / phase)
Inductance de ligne	$L_s = 0.5mH$
Inductance du filtre actif	$L_f = 5mH$
Résistance du filtre actif	$R_f = 0.1\Omega$
Capacitance du condensateur cote CC	$C_{dc} = 1600\mu F$
Tension continue du filtre actif	$V_{dc} = 400V$
Fréquence des commutations	$f_s = 1920Hz$

NB :

- Pour toutes les figures de la simulation la tension de source est multiplier par un facteur ($k=1/5$) pour mieux visualiser les autres courbes
- La charge est constituée de trois (3) charges de type différents :
 - **Charge1** :non linéaire de type générateur d'harmoniques de courant constituée par un pont de diodes alimentant une branche RL série($R= 35.27\Omega$ et $L = 10mH$) ,
 - **Charge2** :non linéaire de type générateur d'harmoniques de tension constituée par un pont de diodes alimentant une branche RC parallèle($R= 35.27\Omega$ et $C = 500\mu f$),
 - **Charge3** : linéaire triphasé RL en étoile ($R= 17.30\Omega$ $L = 50mH$).

4.4.1 Régime permanent

- Cas d'une charge 1 ($R= 35.27\Omega$ et $L = 10mH$)

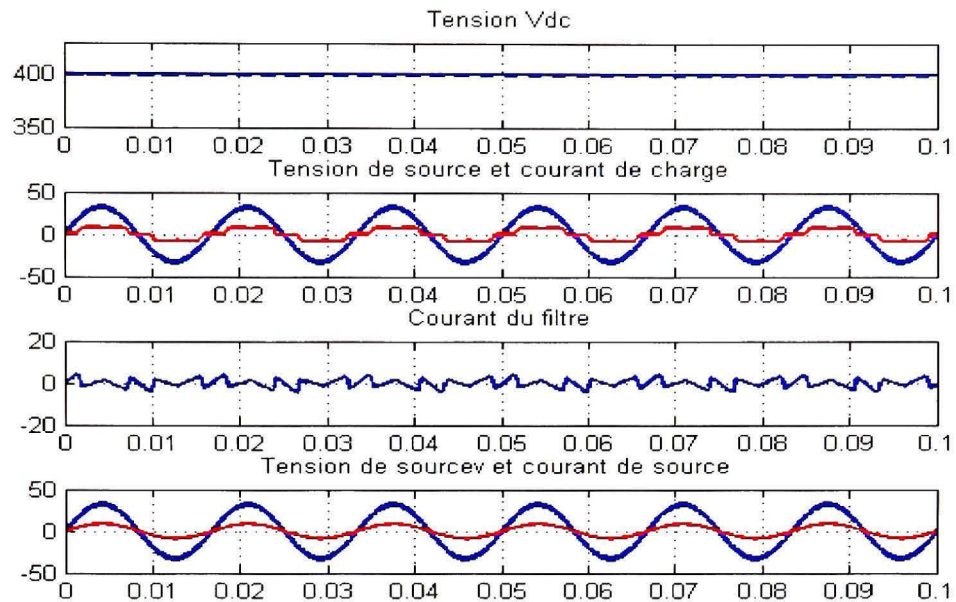
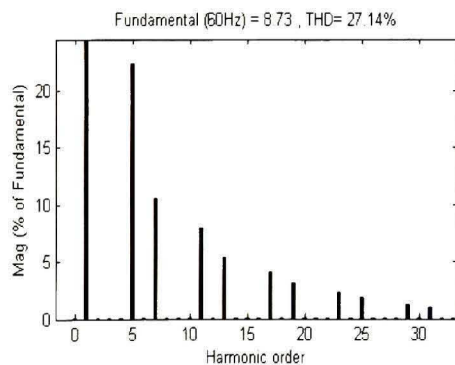
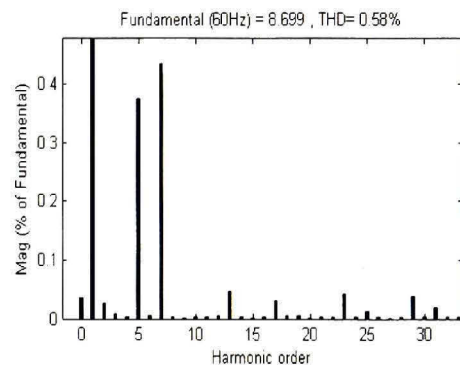


Figure 66 Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge 1: tension du bus dc, tension de source courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'



a – Spectre du courant de charge



b – Spectre du courant de source

Figure 67 Spectre fréquentiel du courant de charge et du courant de source de la phase 'a' dans le cas d'une charge 1

➤ Cas d'une charge 2 ($R = 35.27 \Omega$ $C = 500 \mu f$)

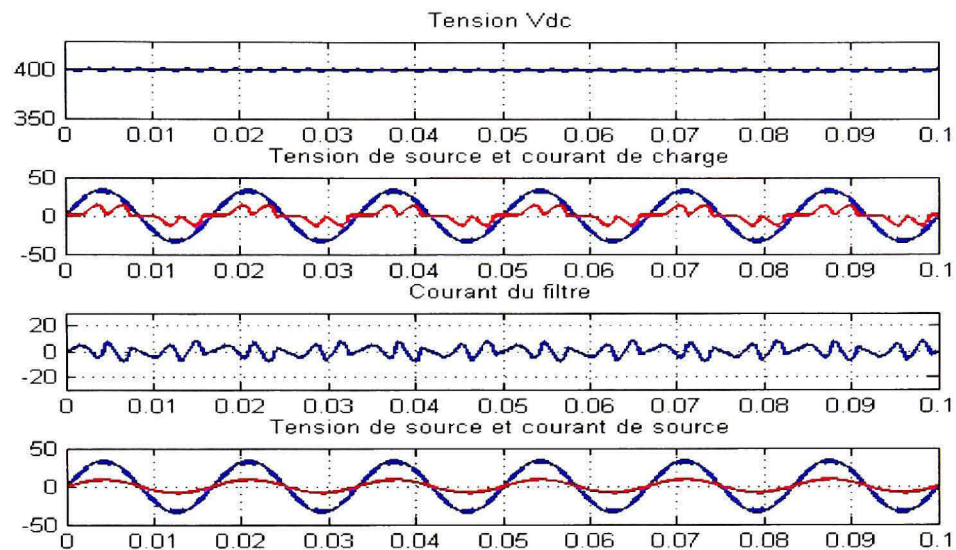
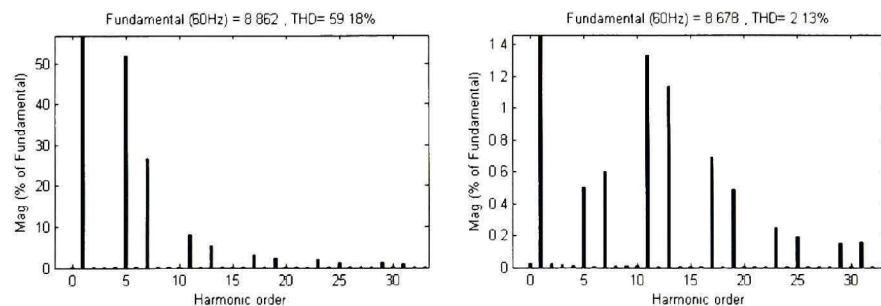


Figure 68 Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge 2 : tension du bus DC, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'



... a – Spectre du courant de charge b – Spectre du courant de source

Figure 69 Spectre fréquentiel du courant de charge et courant de source de la phase 'a' dans le cas d'une charge 2

➤ Cas d'une charge 3 (R=17.30 Ω L = 50m)

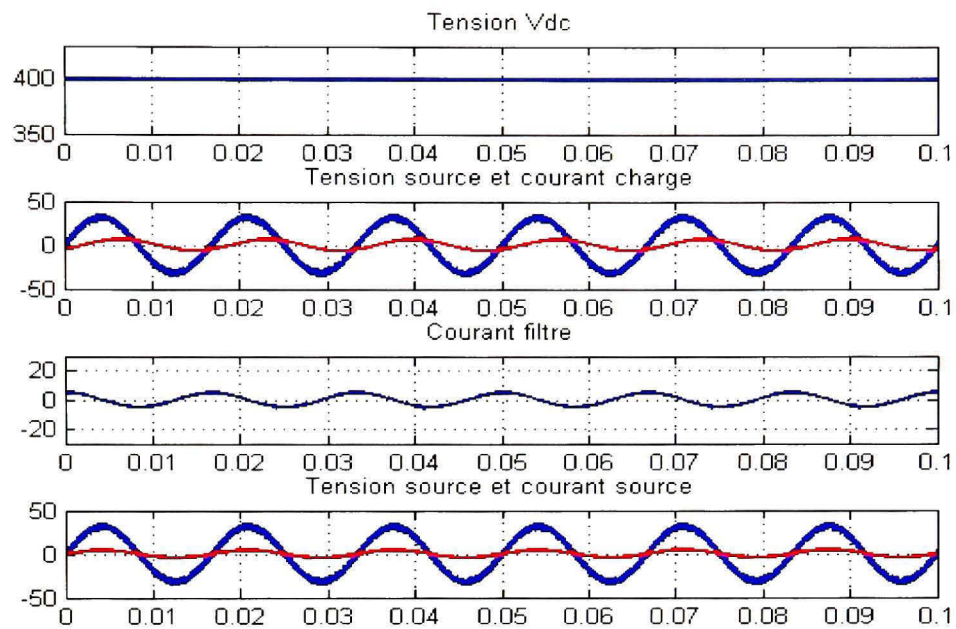


Figure 70 Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge 3 :tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

➤ Cas d'une Charge totale (charge 1, charge 2 et charge 3)

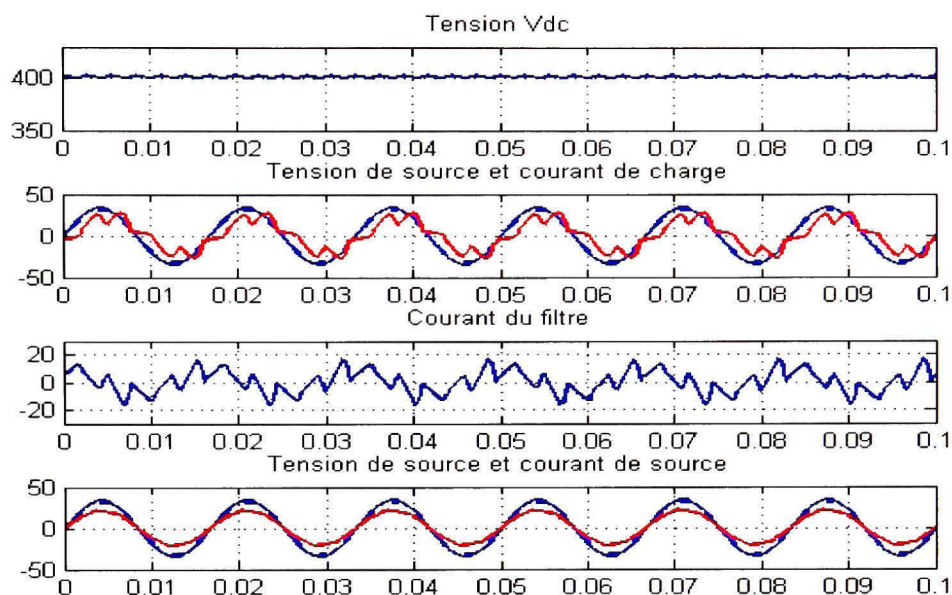
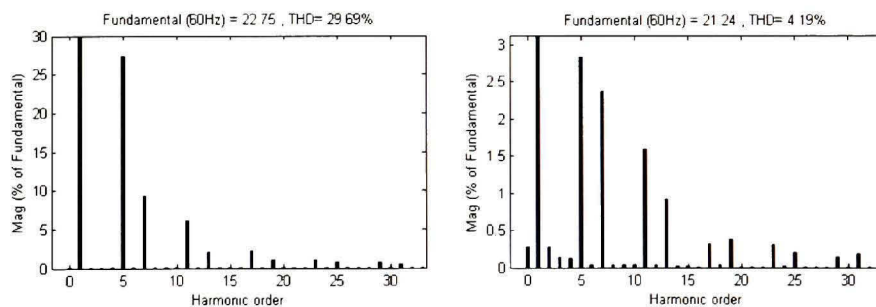


Figure 71 Résultats de simulation en régime permanent cas d'une charge Totale (charge 1 + charge 2 + charge 3) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'



... a – Spectre du courant de charge b – Spectre du courant de source

Figure 72 Spectre fréquentiel du courant de charge et courant de source de la phase 'a' dans le cas d'une charge totale (charge 1 + charge 2 + charge 3)

4.4.2 Régime dynamique

➤ 1^{er} cas

A $t = 0$ les trois charges (1,2 et 3) sont connectés et a $t = 0.05$ s annulation de la charge 1 (pont diodes alimentant une charge RL)

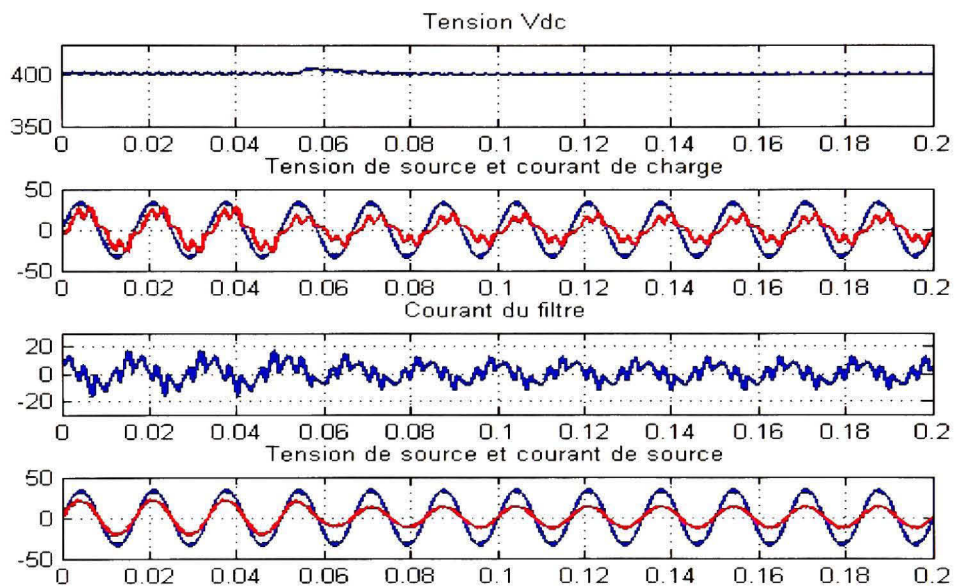


Figure 73 Résultats de simulation en régime dynamique (1^{er} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

➤ 2^{iem} cas

A $t = 0$ les trois charges (1, 2 et 3) sont connectés et a $t = 0.05$ s annulation de la charge 3 (pont diodes alimentant une charge RC)

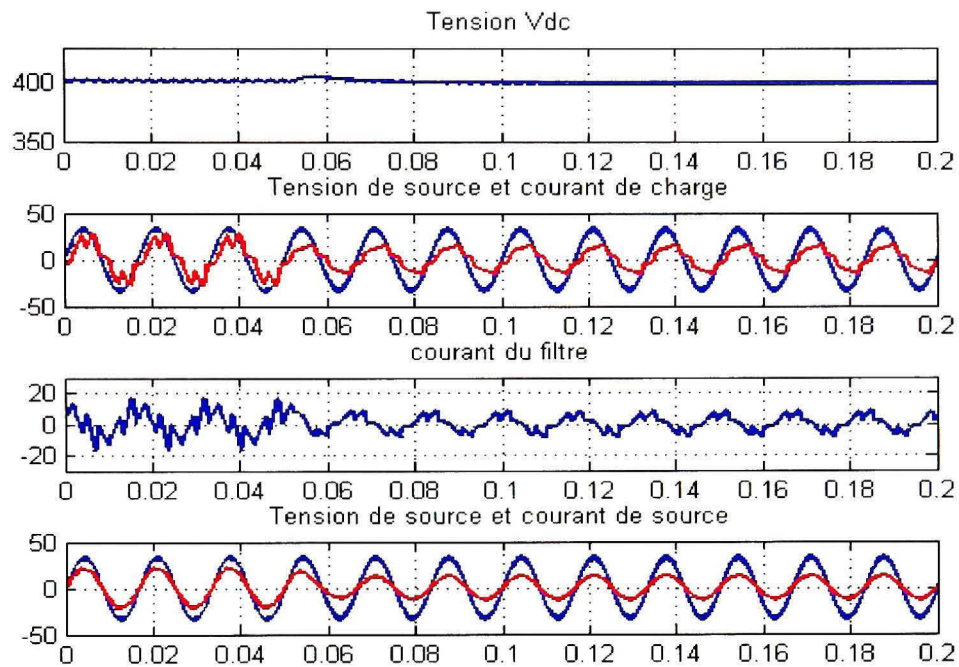


Figure 74 Résultats de simulation en régime dynamique (2^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

➤ 3^{iem} cas

A $t = 0$ les trois charges (1, 2 et 3) sont connectés et a $t = 0.05$ s annulation de la charge 3 (linéaire triphasé RL)

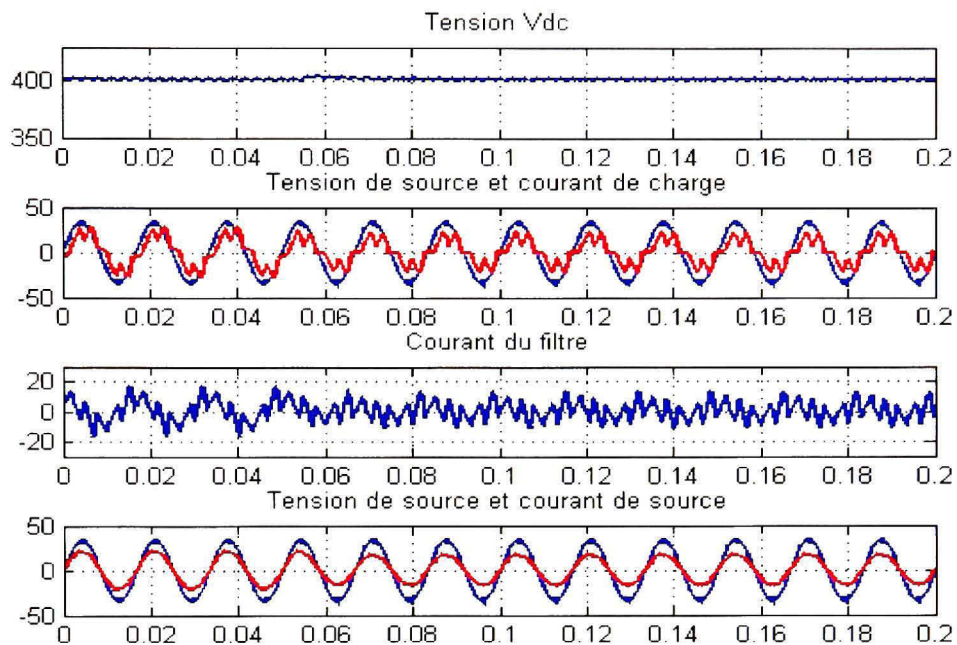


Figure 75 Résultats de simulation en régime dynamique (3^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

➤ 4^{iem} cas

A $t = 0$ les trois charges (1, 2 et 3) sont connectés et a $t = 0.05$ s annulation des deux charges 1 et 2 simultanément.

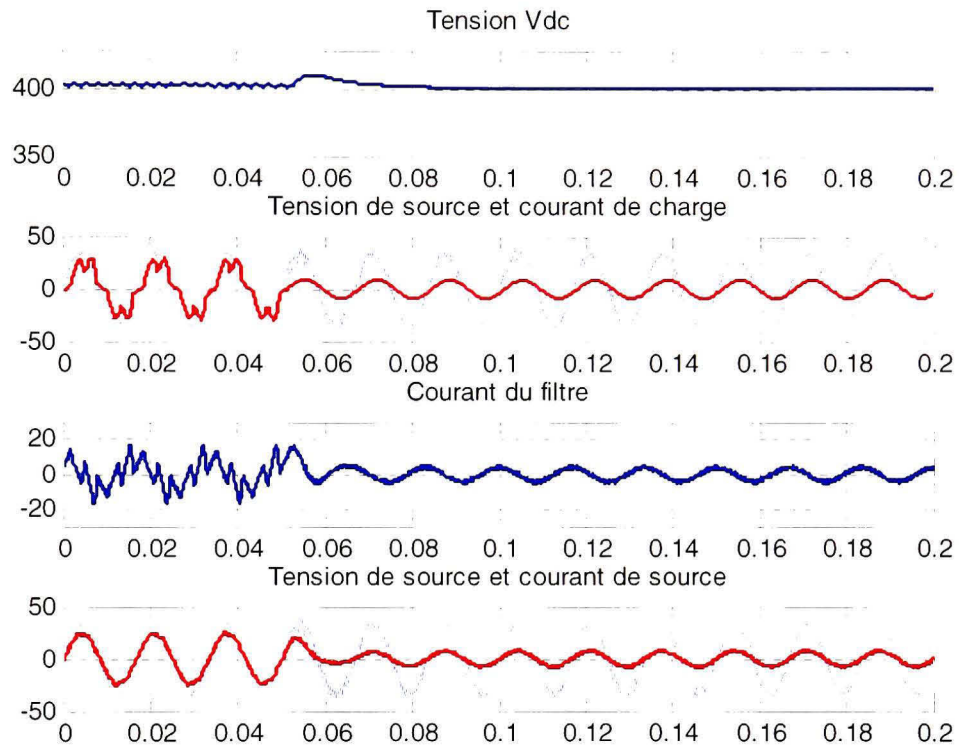


Figure 76 Résultats de simulation en régime dynamique (4^{iem} cas) : Tension du bus dc, tension de source, courants de charge, du filtre et de source de la phase 'a'

4.5 Résultats expérimentaux

La configuration du prototype utilisée voir figure 77 est constitué de:

- Une charge non linéaire de type générateur d'harmoniques de courant.
- Une inductance de ligne (L_L)
- D'un filtre actif (interrupteurs (IGBT), capacité (C_{dc}), résistance et l'inductance du filtre (R_f, L_f).

Pour la validation expérimentale du filtre actif, on a utilisé le même dSPACE DS1104 déjà utilisé pour valider la commande linéaire indirecte. Le schéma d'implantation en temps réel implanté est donné à la figure 78.

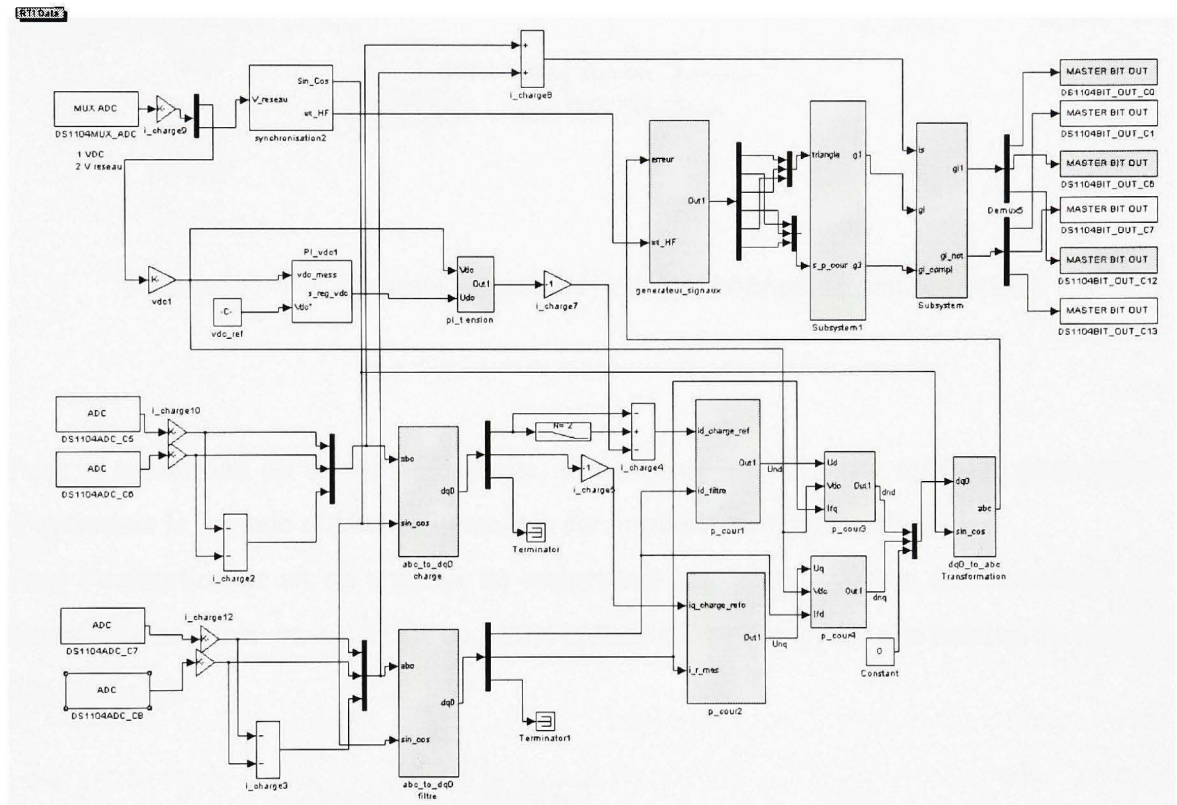


Figure 78 Schéma de la commande implanté en temps réel dans DS1104

Pour protéger le circuit on a mis une protection pour limiter le courant de source à 10 A, voir figure 79

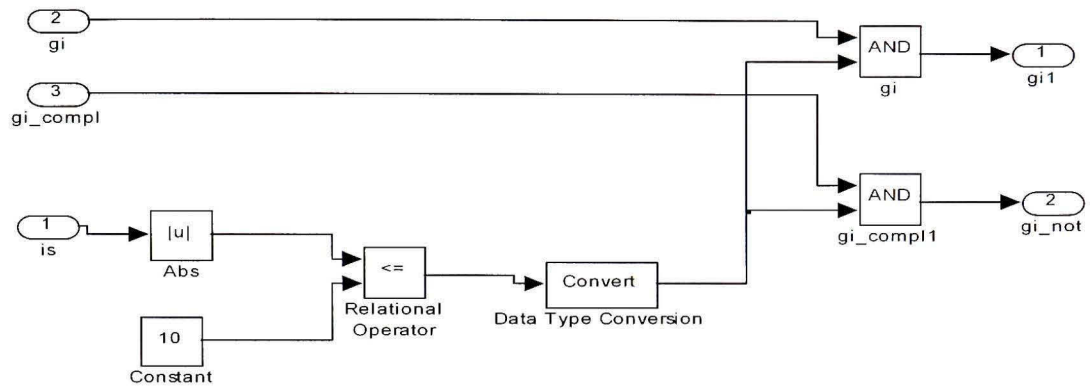


Figure 79 Circuit de protection (limite du courant de source à 10A)

Pour la génération du signal triangulaire, utilisé pour la MLI, une méthode permettant d'optimiser la période d'échantillonnage a été implanté voir figure 80, 81.

Pour l'extraction de ωt on a utilisé un intégrateur numérique avec un front montant, en imposant une pente $\omega = 2\pi \cdot 60$. ce ωt est synchronisé par rapport à la tension du réseau à la phase (a).

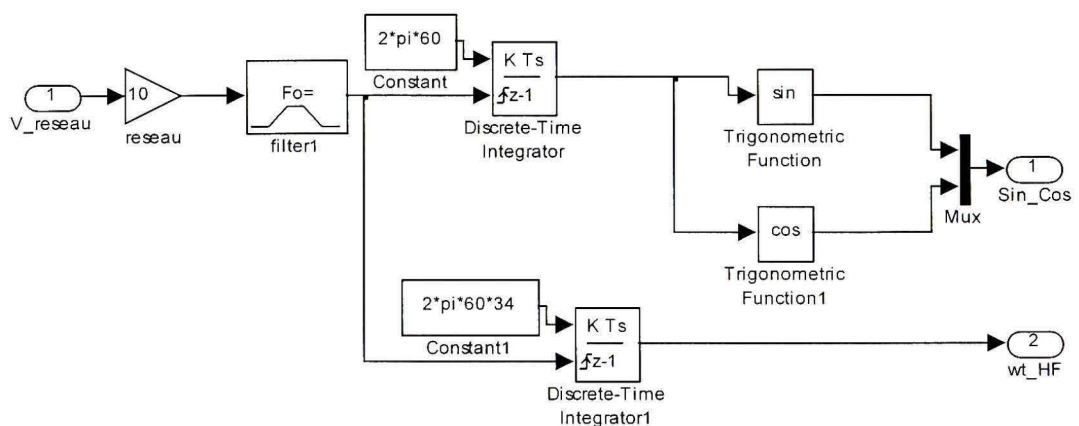


Figure 80 Circuit de synchronisation

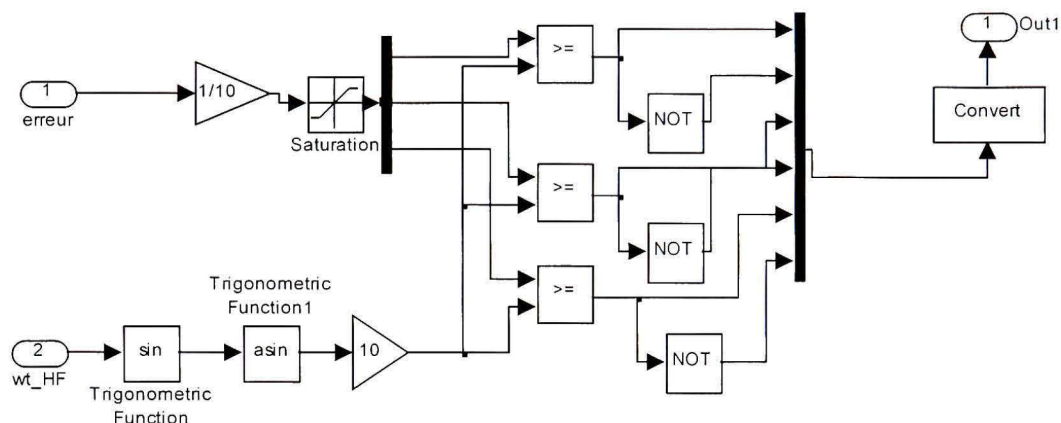


Figure 81 Circuit de générateur d'impulsion des gâchettes

Pour des fins de démonstration, on a imposé la fréquence de commutation $F_c = 10 \times \text{fréquence du réseau}$ et l'erreur a comparée par un signal sinusoïdal de même fréquence que celle du réseau, Pour bien visualiser les signaux et s'assurer de l'efficacité et du bon fonctionnement du bloc générateur de signaux de synchronisation (sin et cos pour les blocs de conversion abc/dq et dq/abc, et le signal triangulaire nécessaire pour la MLI)

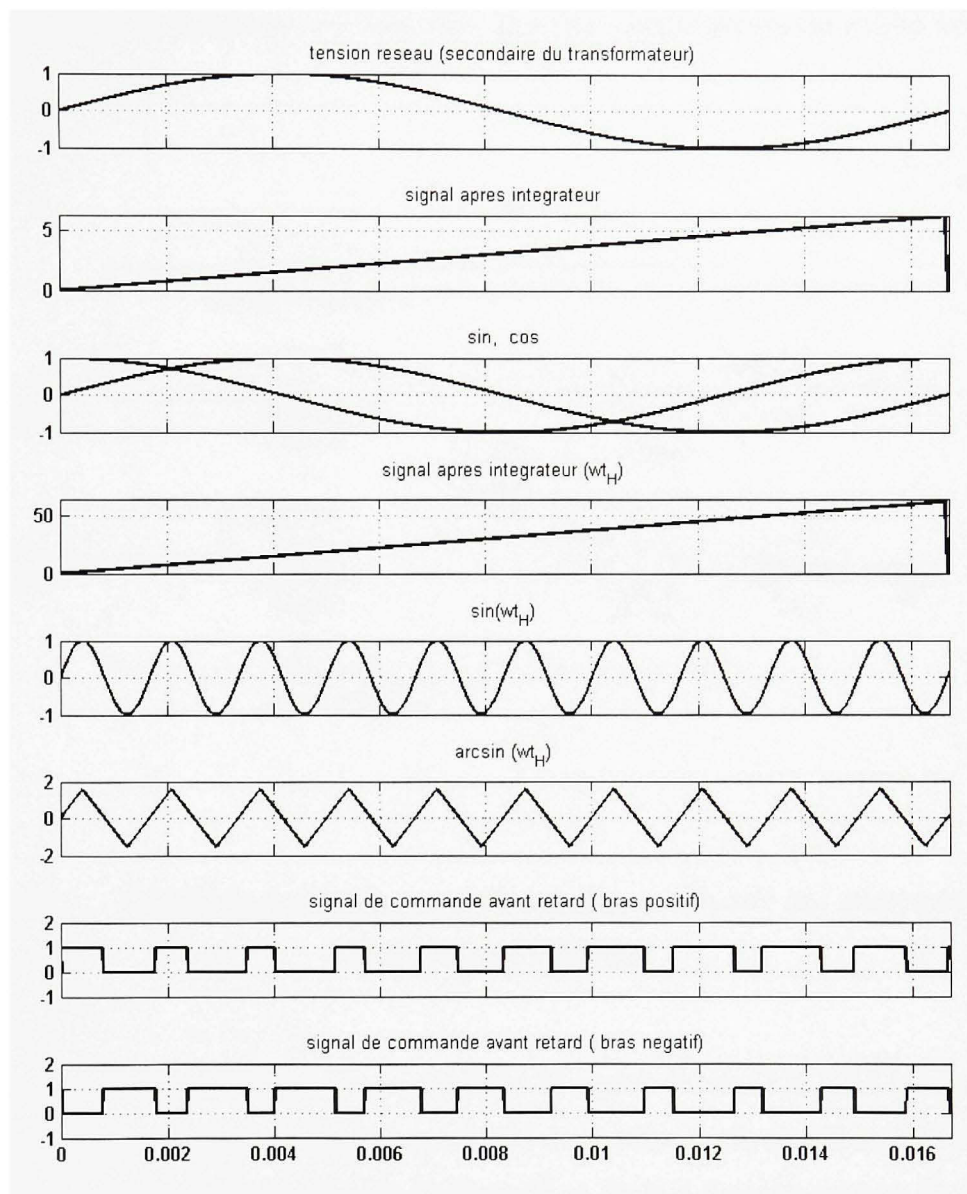


Figure 82 Chronogramme des signaux de synchronisation et de commande

Avec cette optimisation on a réussi de passer de la fréquence de commutation de 1620 Hz à 1920 Hz et la période d'échantillonnage de $62 \mu\text{s}$ à $52 \mu\text{s}$.

Pour éviter un court circuit éventuel d'un même bras de l'onduleur, un retard $T_m = T_s$ est imposé entre la fermeture et l'ouverture des deux interrupteurs du même bras, voir figure 83.

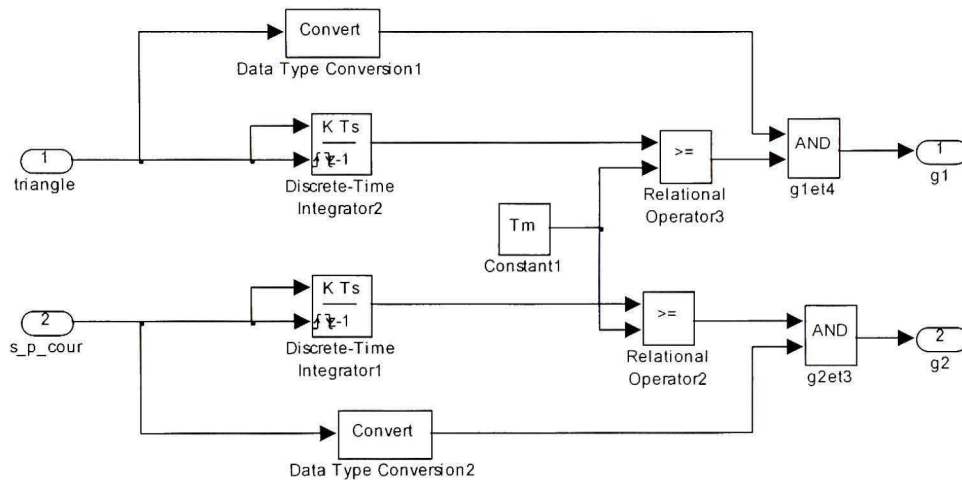


Figure 83 Circuit de protection contre l'ouverture simultanée des interrupteurs du même bras de l'onduleur

Pour des fins de démonstration, on a remplacé le signal de sortie la MLI par un signal carré et on a imposé aussi un grand retard ($1/4$ de la période du signal carré) Pour bien visualiser les signaux et s'assurer de l'efficacité et du bon fonctionnement du bloc du retard.

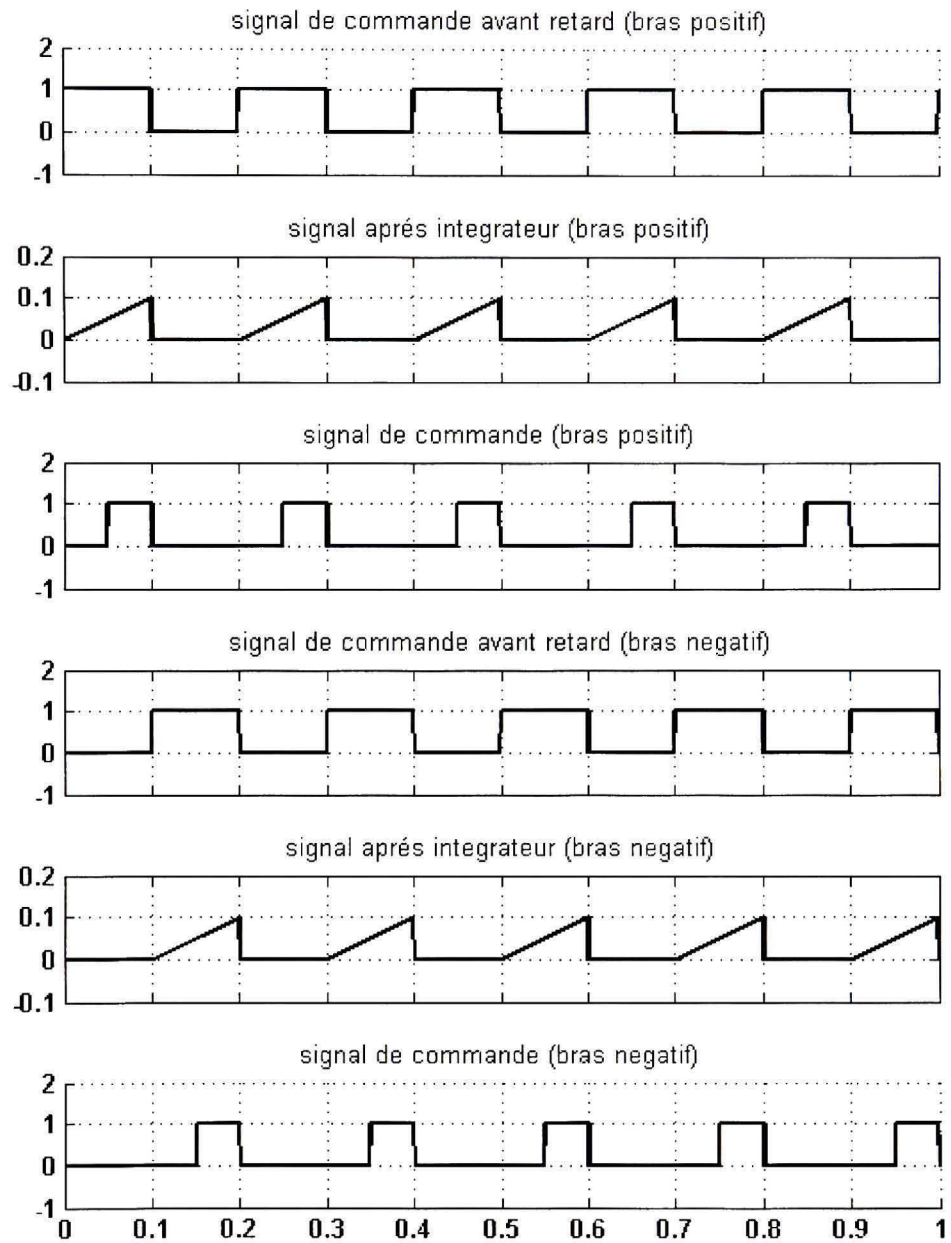


Figure 84 Chronogramme des signaux du Circuit de protection contre l'ouverture simultanée des interrupteurs du même bras de l'onduleur

Tableau XIV

Paramètres du système utilisés pour la pratique

Tension de la source	$V_s = 50V$ (crête / phase)
Inductance de ligne	$L_s = 0.5mH$
Charge non linéaire	$L_c = 10mH$ et $R_c = 8\Omega$
Inductance du filtre actif	$L_f = 5mH$
Résistance du filtre actif	$R_f = 0.1\Omega$
Capacitance du condensateur cote CC	$C_{dc} = 1600\mu F$
Tension continue du filtre actif	$V_{dc} = 200V$
Fréquence des commutations	$f_s = 1920Hz$

➤ Régime permanent :

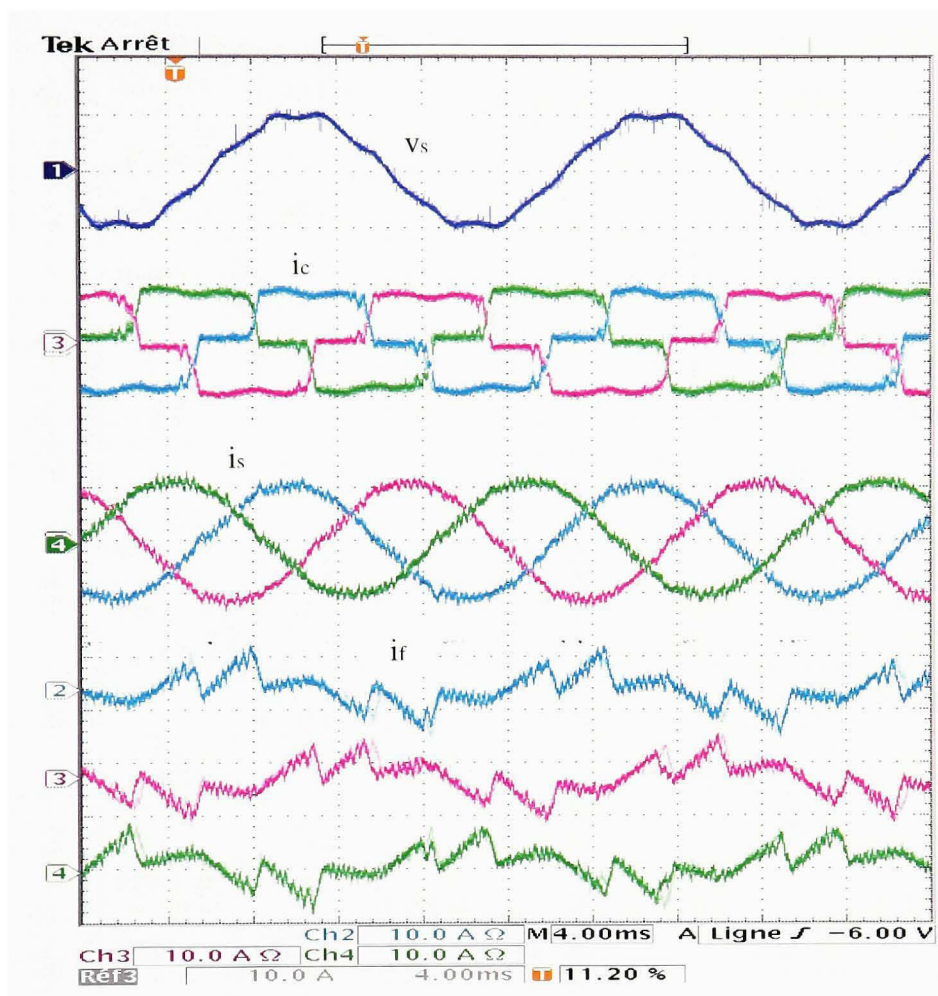


Figure 85 Tension de source, les courants de charge, du filtre et de la source en régime permanent dans le cas d'une charge (pont de diode alimente une charge RL)

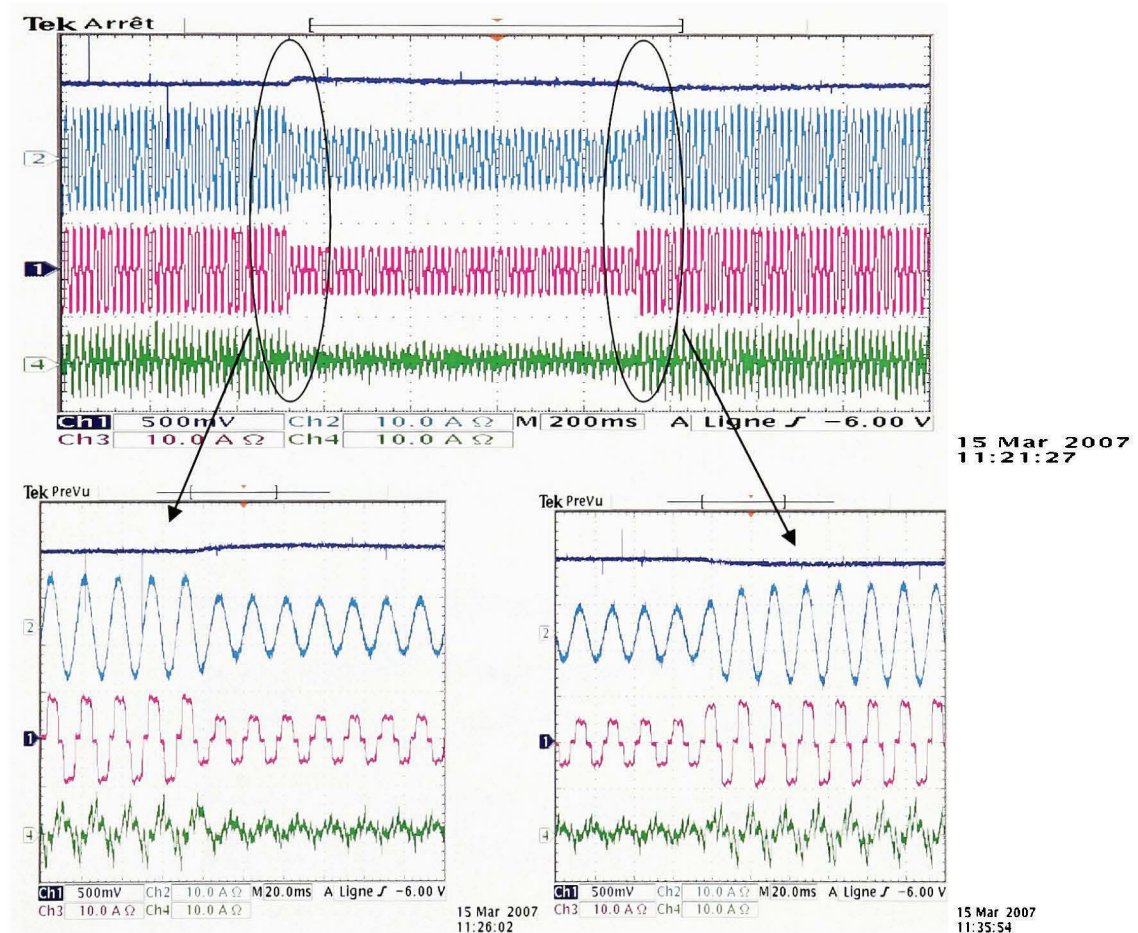
Tableau XV

THD et spectre fréquentiel des tensions et courant de source , courant de charge et du Filtre

SOURCE	Tension	<div> <div> <div>PRNT UØ</div> <div>MAN</div> </div> <div> <div>36.1 U RMS</div> <div>50.9 U PK</div> <div>-0.1 U DC</div> <div>6.6 %THD-R</div> </div> <div> <div>⚡</div> <div>▶</div> </div> </div> <div> <div>99.8% 36.0 V</div> <div>60.0 HZ 0°</div> <div> </div> </div>
	Courant	<div> <div> <div>PRNT UØ</div> <div>MAN</div> </div> <div> <div>7.50 A RMS</div> <div>10.49 A PK</div> <div>-0.04 A DC</div> <div>3.3 %THD-R</div> <div>1.40 CF</div> </div> <div> <div>⚡</div> <div>▶</div> </div> </div> <div> <div>Amps rms 10</div> <div> </div> </div>
CHARGE	Courant	<div> <div> <div>PRNT UØ</div> <div>MAN</div> </div> <div> <div>7.25 A RMS</div> <div>9.67 A PK</div> <div>-0.04 A DC</div> <div>22.4 %THD-R</div> <div>1.33 CF</div> </div> <div> <div>⚡</div> <div>▶</div> </div> </div> <div> <div>Amps rms 10</div> <div> </div> </div>
	Courant	<div> <div> <div>PRNT UØ</div> <div>MAN</div> </div> <div> <div>2.97 A RMS</div> <div>6.47 A PK</div> <div>-0.03 A DC</div> <div>53.4 %THD-R</div> <div>2.18 CF</div> </div> <div> <div>⚡</div> <div>▶</div> </div> </div> <div> <div>Amps rms 10</div> <div> </div> </div>

➤ Régime dynamique :

- ✓ Augmentation de 100 % de la résistance R_c de la charge (le passage de 8Ω a 17Ω)
- ✓ Diminution de 50 % de la résistance R_c de la charge (le passage de 17Ω a 8Ω)



(a) : diminution de 50% de la charge
(de 17 Ohms a 8 Ohms)

(b) : augmentation de 100% de la charge
(de 8 Ohms a 16 Ohms)

Figure 86 Tension Vdc(Ch1), les courants de source(Ch2), de charge(Ch3) et du filtre(Ch4) et de la phase 'a' en régime dynamique .

➤ Déséquilibre de la charge

Déséquilibre de la charge (charge non linéaire triphasé (pont diode alimente une charge $RL(L_c = 10mH$ et $R_c = 17\Omega)$ + charge non-linéaire monophasé (pont diode alimente une charge $RL(L_c = 10mH$ et $R_c = 40\Omega)$ entre la phase a et la phase b .

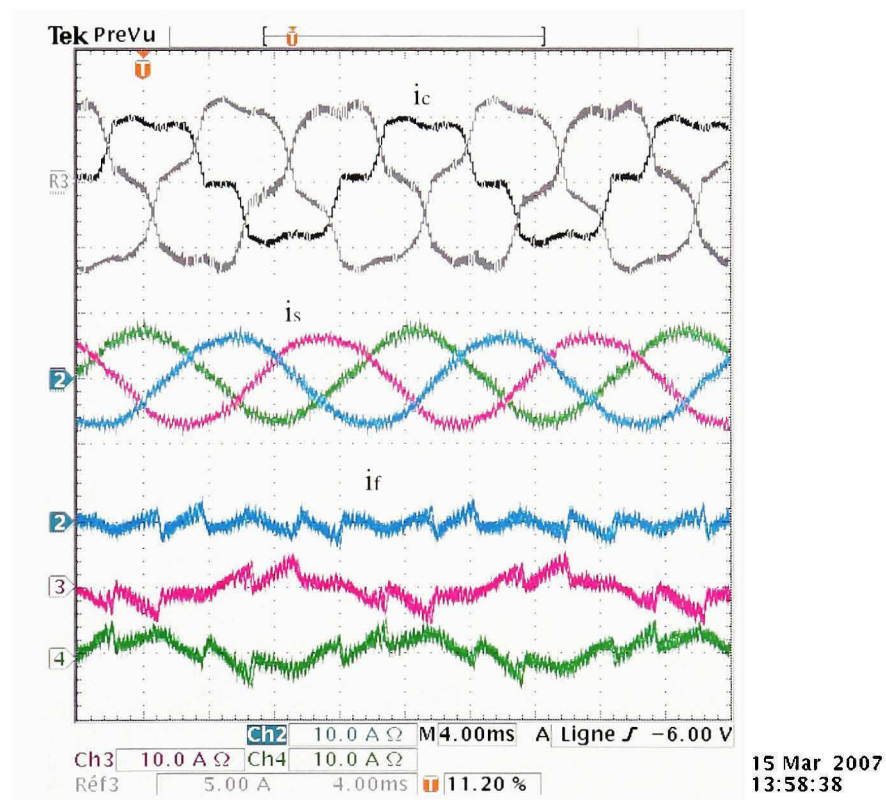


Figure 87 Courants de charge, courants de source et courants du filtre avec une charge déséquilibrée (charge non-linéaire triphasé et une charge non-linéaire mono-phasé entre la phase a et la phase b)

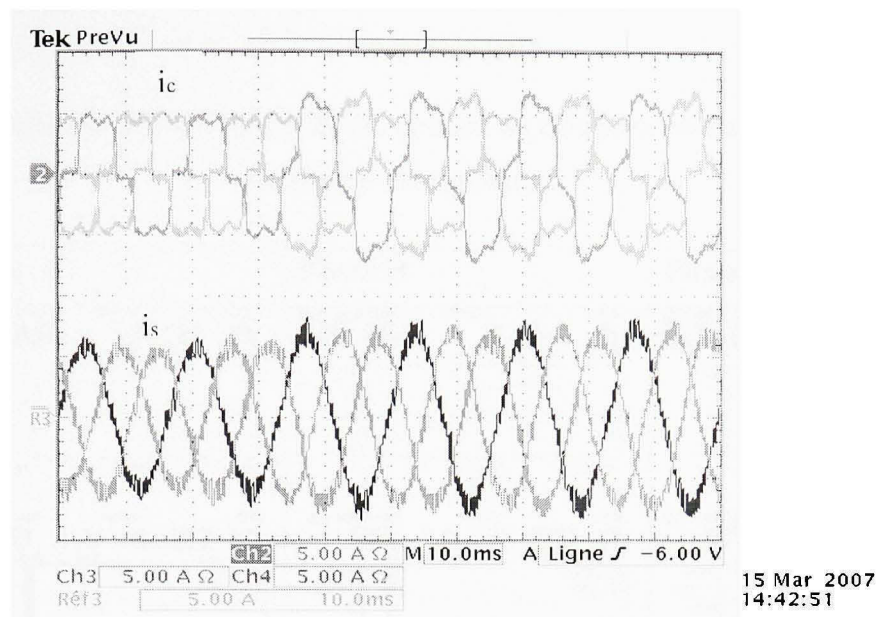


Figure 88 Courants de charge et courants de source en régime dynamique avec une charge déséquilibrée (charge non linéaire triphasé et une charge non linéaire monophasé entre la phase a et la phase b)

Tension de source phase a

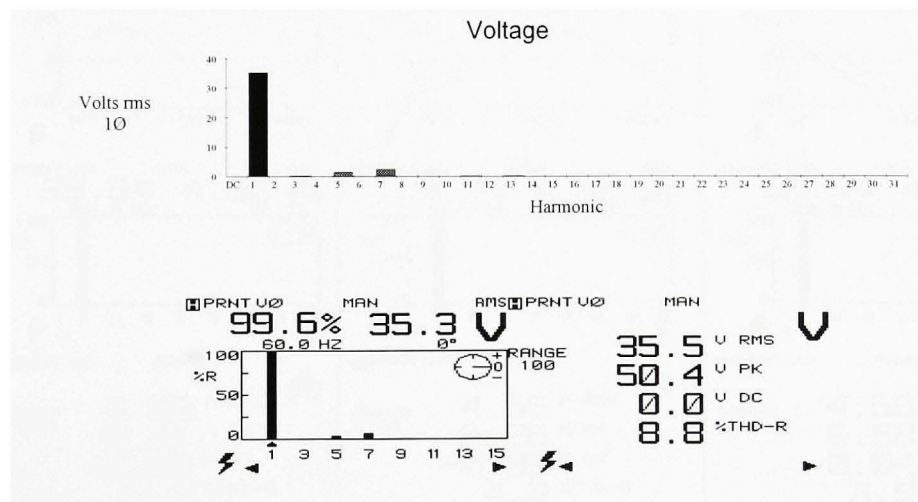
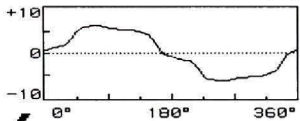
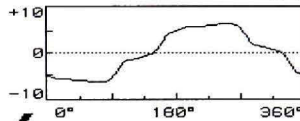
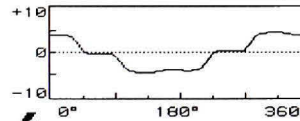
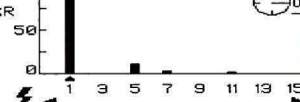
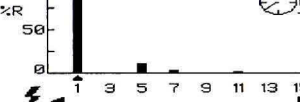
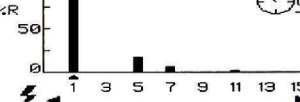
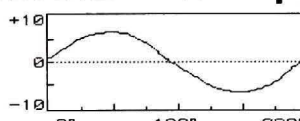
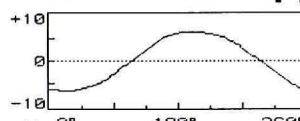
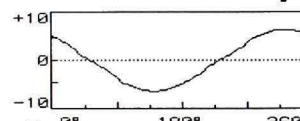

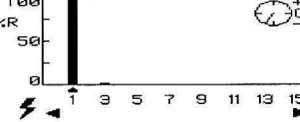
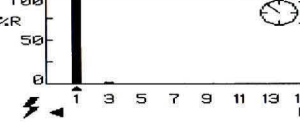


Figure 89 THD et spectre fréquentiel de la tension de la source phase 'a'.

Tableau XVI

Courbe, THD et spectre fréquentiel des courant de charge et courants de source pour une charge déséquilibrée

	Phase A	Phase B	Phase C
Courant de charge	 <p>PRNT U0 MAN RMS 60.0Hz 4.31 A</p> <p>PRNT U0 MAN RMS 99.1% 4.27 A 60.0 HZ 1°</p> <p>PRNT U0 MAN RANGE 10 4.31 A RMS 6.09 A PK -0.04 A DC 13.6 %THD-R 1.41 CF</p>	 <p>PRNT U0 MAN RMS 60.0Hz 4.64 A</p> <p>PRNT U0 MAN RMS 99.1% 4.59 A 60.0 HZ -137°</p> <p>PRNT U0 MAN RANGE 10 4.64 A RMS 6.51 A PK -0.05 A DC 13.6 %THD-R 1.40 CF</p>	 <p>PRNT U0 MAN RMS 60.0Hz 3.23 A</p> <p>PRNT U0 MAN RMS 97.9% 3.16 A 60.0 HZ 117°</p> <p>PRNT U0 MAN RANGE 10 3.23 A RMS 4.51 A PK -0.05 A DC 20.5 %THD-R 1.40 CF</p>
	 <p>PRNT U0 MAN RMS 60.0Hz 4.56 A</p> <p>PRNT U0 MAN RMS 99.9% 4.56 A 60.0 HZ 0°</p> <p>PRNT U0 MAN RANGE 10 4.56 A RMS 6.41 A PK -0.05 A DC 3.3 %THD-R 1.40 CF</p>	 <p>PRNT U0 MAN RMS 60.0Hz 4.56 A</p> <p>PRNT U0 MAN RMS 99.9% 4.56 A 60.0 HZ -115°</p> <p>PRNT U0 MAN RANGE 10 4.56 A RMS 6.26 A PK -0.05 A DC 4.2 %THD-R 1.37 CF</p>	 <p>PRNT U0 MAN RMS 60.0Hz 4.56 A</p> <p>PRNT U0 MAN RMS 99.9% 4.55 A 60.0 HZ 128°</p> <p>PRNT U0 MAN RANGE 10 4.56 A RMS 6.58 A PK -0.04 A DC 3.9 %THD-R 1.44 CF</p>
	 <p>PRNT U0 MAN RMS 60.0Hz 4.56 A</p> <p>PRNT U0 MAN RMS 99.9% 4.56 A 60.0 HZ 0°</p> <p>PRNT U0 MAN RANGE 10 4.56 A RMS 6.41 A PK -0.05 A DC 3.3 %THD-R 1.40 CF</p>	 <p>PRNT U0 MAN RMS 60.0Hz 4.56 A</p> <p>PRNT U0 MAN RMS 99.9% 4.56 A 60.0 HZ -115°</p> <p>PRNT U0 MAN RANGE 10 4.56 A RMS 6.26 A PK -0.05 A DC 4.2 %THD-R 1.37 CF</p>	 <p>PRNT U0 MAN RMS 60.0Hz 4.56 A</p> <p>PRNT U0 MAN RMS 99.9% 4.55 A 60.0 HZ 128°</p> <p>PRNT U0 MAN RANGE 10 4.56 A RMS 6.58 A PK -0.04 A DC 3.9 %THD-R 1.44 CF</p>
Courant de source	 <p>PRNT U0 MAN RMS 60.0Hz 4.56 A</p> <p>PRNT U0 MAN RMS 99.9% 4.56 A 60.0 HZ 0°</p> <p>PRNT U0 MAN RANGE 10 4.56 A RMS 6.41 A PK -0.05 A DC 3.3 %THD-R 1.40 CF</p>	 <p>PRNT U0 MAN RMS 60.0Hz 4.56 A</p> <p>PRNT U0 MAN RMS 99.9% 4.56 A 60.0 HZ -115°</p> <p>PRNT U0 MAN RANGE 10 4.56 A RMS 6.26 A PK -0.05 A DC 4.2 %THD-R 1.37 CF</p>	 <p>PRNT U0 MAN RMS 60.0Hz 4.56 A</p> <p>PRNT U0 MAN RMS 99.9% 4.55 A 60.0 HZ 128°</p> <p>PRNT U0 MAN RANGE 10 4.56 A RMS 6.58 A PK -0.04 A DC 3.9 %THD-R 1.44 CF</p>

4.6 Conclusion

Les charges non-linéaires sont souvent faiblement identifiées et peuvent comporter des générateurs internes d'harmoniques non-caractéristiques. D'autre part, la source de tension alternative est souvent imparfaite, qui peut causer des difficultés majeures à la commande des filtres actifs. Cependant, les commandes non-linéaires appliquées aux filtres actifs figurent parmi les commandes susceptibles de surmonter ces problèmes en assurant une réponse adéquate autant en régime dynamique qu'en régime permanent en dépit des imperfections advenant à la charge ou à la source.

D'ailleurs, lorsqu'un convertisseur est contrôlé dans le plan synchrone 'dq' tournant à la vitesse fondamentale du réseau, la séquence positive à cette fréquence dans le système des courants devient constante. La séquence négative a la même fréquence et les courants harmoniques auront des fréquences multiples de la fréquence fondamentale. Cela facilite l'extraction de la référence harmonique et réactive et améliore la performance de la commande en boucle fermée. De plus, l'effet d'interaction entre les trois phases sera évité au niveau du choix des signaux de commande des interrupteurs du filtre actif.

CONCLUSION

Ce travail présenté dans ce mémoire consiste à l'étude, simulation et validation expérimentale des trois solutions de la dépollution des réseaux électriques. Ces pollutions sont principalement causées par des charges non linéaires, ces charges non linéaires à base de convertisseurs de puissances offrent de l'énergie sous plusieurs formes et sont de plus en plus utilisées dans l'industrie.

Une topologie de filtre shunt actif est utilisée dans ce projet. Trois lois de commande telles que la commande linéaire directe, linéaire indirecte et non linéaire directe ont été abordées. Ces filtres actifs sont spécialement dédiés pour prendre en charge les courants harmoniques, le facteur de puissance et le déséquilibre de courant.

Dans le but d'atteindre nos objectifs de régulation en terme de robustesse en stabilité et en performance, nous avons utilisé un régulateur de type proportionnel intégral. Une étude comparative des trois méthodes de commande nous a permis de constater que la commande non linéaire présente de meilleures performances comparées à ceux des deux lois de commande (commande linéaire directe et indirecte) en terme de compensation des harmoniques de courant, du facteur de puissance et performances en régime dynamique et statique. On a surtout remarqué que dans la partie expérimentation, le temps de réponse est ramené à moins de trois cycles, par contre avec les autres méthodes, il dépasse largement 5 cycles.

Il reste à souligner que les deux lois de commande (commande linéaire directe et indirecte) ne présentent pas de différences significatives.

Les simulations ont été faites à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, les expérimentations ont validé deux méthodes parmi les trois méthodes simulées (commande linéaire indirecte et commande non linéaire directe). Pour mener à terme la dépollution de l'onde électrique en prenant en compte l'aspect économique, beaucoup de voies restent à

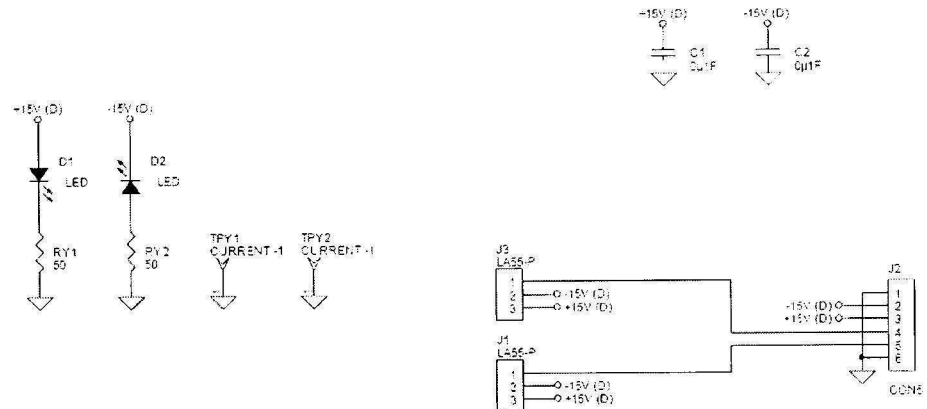
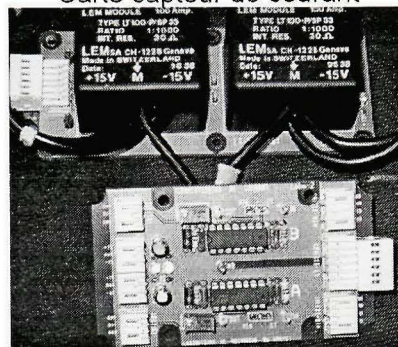
explorer, il nous semble prioritaire de poursuivre une étude plus approfondie sur les trois topologies suivantes :

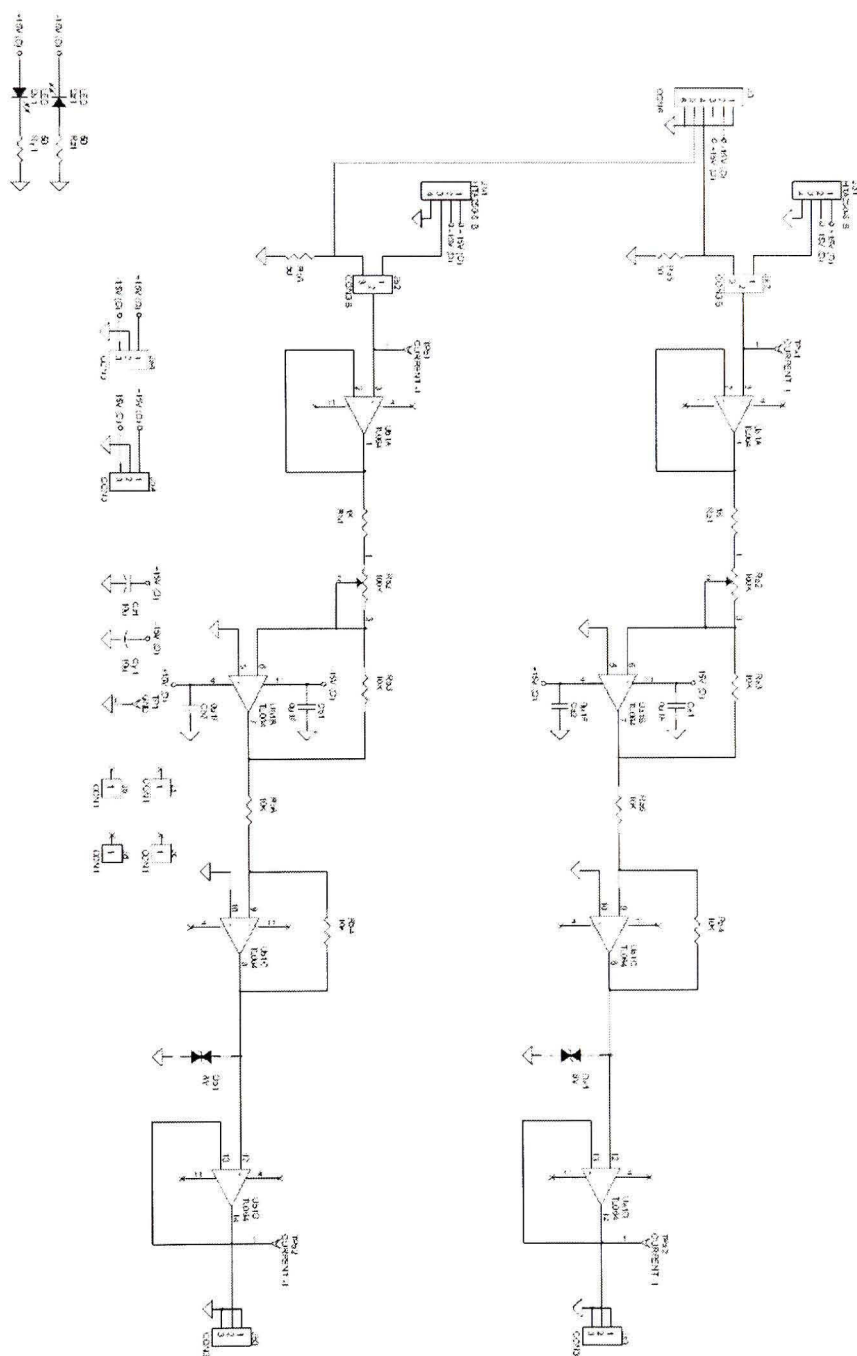
- Filtres shunt hybrides
- Filtres passifs
- Filtres série hybrides.

ANNEXE 1

Capteur de courant

Carte capteur de courant





Capteur de tension

[illegible]

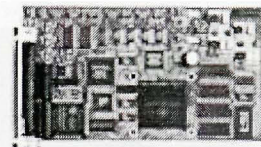
ANNEXE 3

dSPACE catalog

Single-Board Hardware

DS1104 R&D Controller Board

Cost-effective system for
controller development



Key Features

- Single-board PCI hardware for use in PCs
- Set of intelligent I/O on-board
- Incremental encoder interface
- Serial interface (UART)

Description

Key Benefits

The DS1104 R&D Controller Board upgrades your PC to a powerful development system for rapid control prototyping ("R&D" stands for research & development). The DS1104 is available at a reasonable price, making it the perfect development system for industry and equally for universities. Yet it still gives you all the benefits of a dSPACE Prototyper system.

- Full graphical configuration
- Programming in Simulink/Stateflow
- Experiment control with state-of-the-art software tools

Application Areas

The real-time hardware based on PowerPC technology and its set of I/O interfaces makes the board an ideal solution for developing controllers in various industrial fields. Real-Time Interface provides Simulink blocks for convenient configuration of A/D, D/A, digital I/O lines, incremental encoder interface and PWM generation, for example. The board can be installed in virtually any PC with a free PCI slot.

Technical Details

Parameter	Specification
Processor	<ul style="list-style-type: none"> PowerPC Type CPU clock Cache
Memory	<ul style="list-style-type: none"> Global memory Flash memory
Timer	<ul style="list-style-type: none"> 4 general-purpose timers 1 sampling rate timer (decrementer) 1 time base counter
Interrupt controller	<ul style="list-style-type: none"> 32-bit down counter Reload by software 80-ns resolution 32-bit down counter Reload by software 40-ns resolution 64-bit down counter 40-ns resolution 5 timer interrupts 2 incremental encoder index line interrupts 1 UART interrupt 1 slave DSP interrupt 1 slave DSP PWM interrupts 5 A/D converters (end of conversion interrupts) 1 host interrupt 4 external interrupts (user interrupts)
A/D converter	<ul style="list-style-type: none"> Channels Resolution Input voltage range Conversion time Offset error Gain error Offset drift Gain drift Signal-to-noise-ratio
D/A converter	<ul style="list-style-type: none"> Channels Resolution Output range Settling time Offset error Gain error Offset drift Gain drift Signal-to-noise-ratio I_{max} C_{max}
Digital I/O	<ul style="list-style-type: none"> Channels Voltage range I_{cumax}

Single-Board Hardware

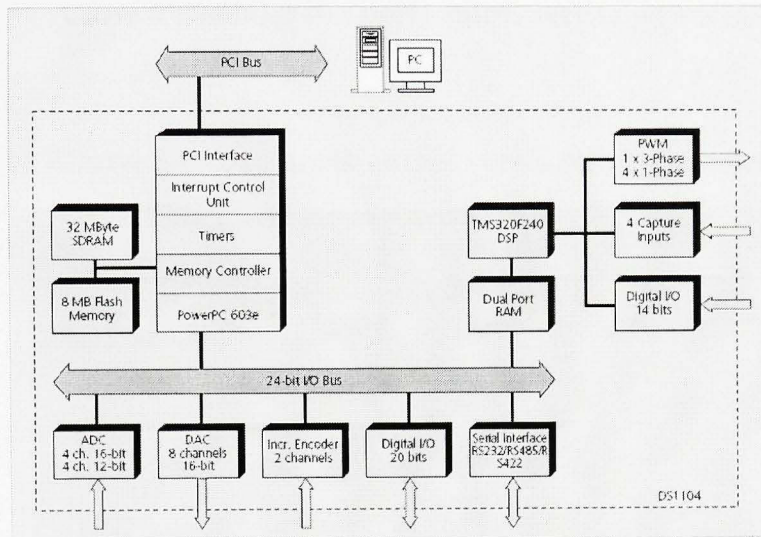
Parameter		Specification
Digital incremental encoder interface	Channels	<ul style="list-style-type: none"> 2 independent channels Single-ended (TTL) or differential (RS422) input (software programmable for each channel)
	Position counters	<ul style="list-style-type: none"> 24-bit resolution Max. 1.65 MHz input frequency, i.e., fourfold pulse counts up to 6.6 MHz Counter reset or reload via software
	Encoder supply voltage	<ul style="list-style-type: none"> 5 V/0.5 A
Serial interface	Configuration	<ul style="list-style-type: none"> Single UART (universal asynchronous receiver and transmitter) with FIFO RS232/RS422/RS485 compatibility
	Baud rate	<ul style="list-style-type: none"> Up to 115.2 Kbaud (RS232) Up to 1 Mbaud (RS422/RS485)
Slave DSP	Type	<ul style="list-style-type: none"> Texas Instruments TMS320F240 DSP
	Clock rate	<ul style="list-style-type: none"> 20 MHz
	Memory	<ul style="list-style-type: none"> 64Kx16 external code memory 28Kx16 external data memory 4Kx16 dual-port memory for communication 32 KB flash memory
		<ul style="list-style-type: none"> 16 A/D converter inputs 10 PWM outputs 4 capture inputs 2 serial ports
		<ul style="list-style-type: none"> TTL input/output level A/D converter inputs: 0 ... 5 V
		<ul style="list-style-type: none"> Max. ± 13 mA
	I/O channels	<ul style="list-style-type: none"> Requires one 33 MHz / 32-bit 5-V PCI slot
	Output current	
Host interface		
Physical characteristics	Physical size	<ul style="list-style-type: none"> 178 x 107 mm (7.0 x 4.2 in)
	Ambient temperature	<ul style="list-style-type: none"> 0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)
	Cooling	<ul style="list-style-type: none"> Active cooling by fan
	Power consumption	<ul style="list-style-type: none"> 18.5 W
	Power supply	<ul style="list-style-type: none"> +5 V $\pm 5\%$, 2.5 A +12 V $\pm 5\%$, 0.3 A -12 V $\pm 5\%$, 0.2 A

Order Information

	Order Number
DS1104 R&D Controller Board	DS1104

Relevant Hardware and Software

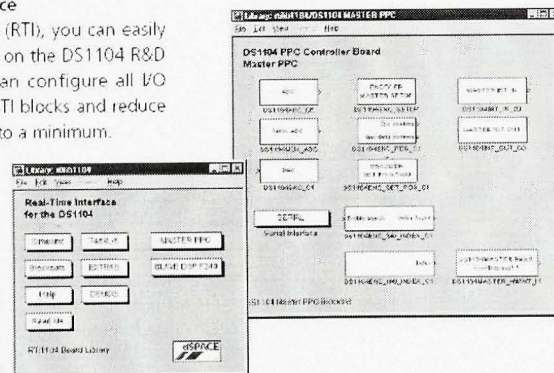
Hardware		Order Number
Optional	Connector Panel (p. 222)	CP1104
	Combined Connector/LED Panel (p. 222)	CLP1104
Software		Order Number
Included	DS1104 Real-Time Library	—
	Experiment and Platform Manager for hardware management	—
Required	Real-Time Interface (p. 108)	RTI
	Microtec C Compiler (p. 127)	CCPPPC
Optional	ControlDesk Standard – Operator Version (p. 128)	CS_O
	ControlDesk Standard – Developer Version (p. 128)	CS_D
	MLIB/MTRACE (p. 166)	MLIB/MTRACE



Block Diagram

Using Real-Time Interface

With Real-Time Interface (RTI), you can easily run your function models on the DS1104 R&D Controller Board. You can configure all I/O graphically by dragging RTI blocks and reduce the implementation time to a minimum.

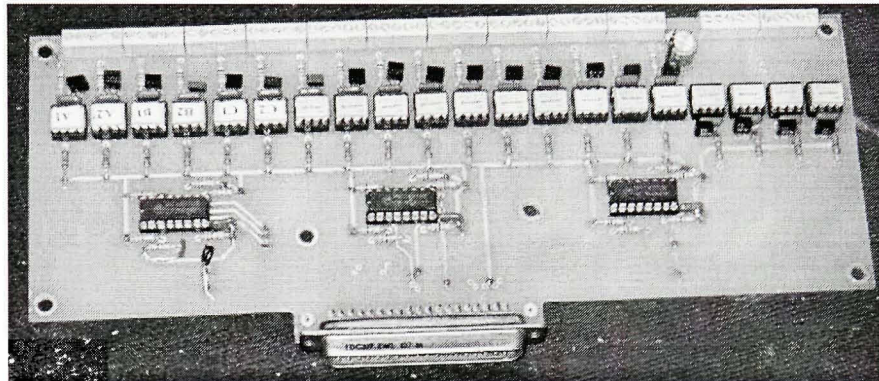


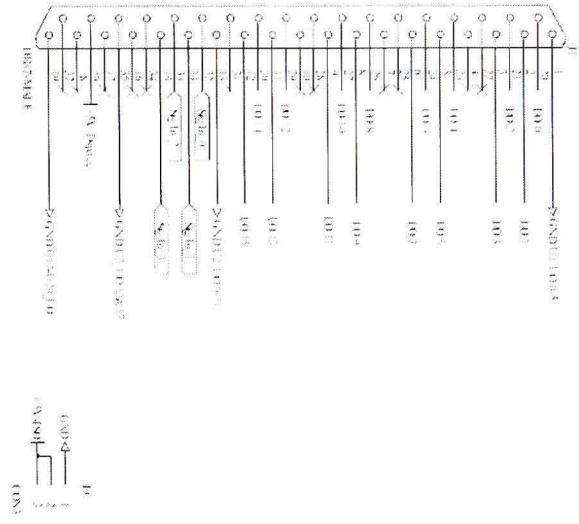
Real-Time Interface

ANNEXE 4

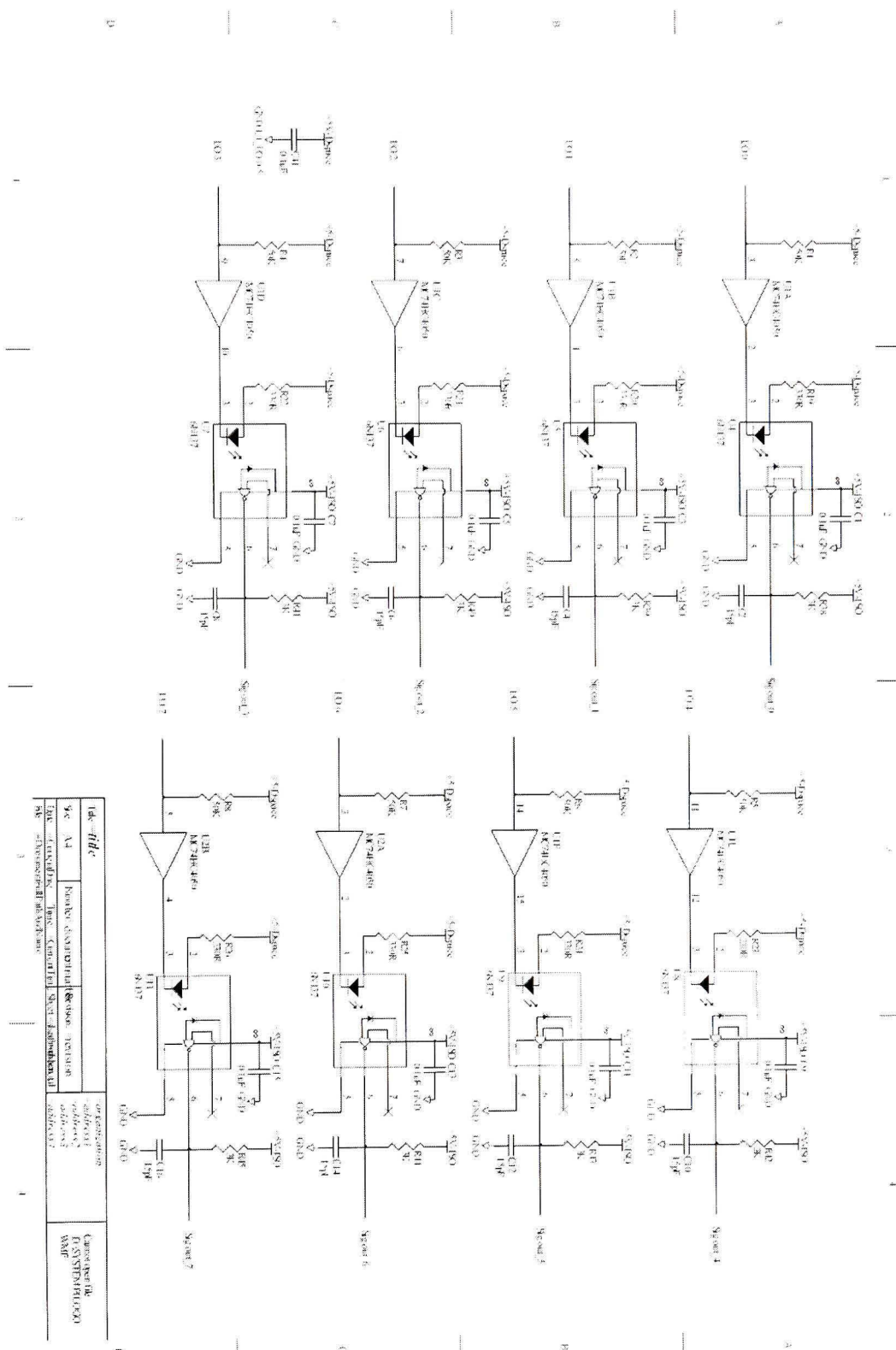
Carte d'interface des ports entres sortis du processeur maitre

Carte d'interface des ports entrés sortis du processeur maître

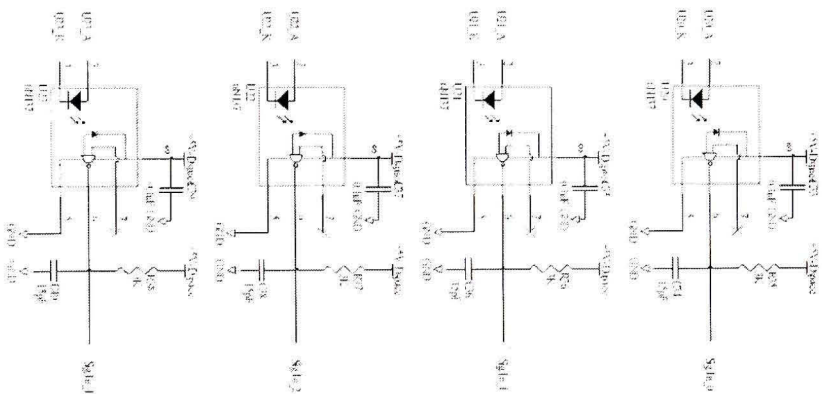




68000		organization	68000
Pin	Function	Pin	Function
1	GND	33	GND
2	V1	34	V31
3	V2	35	V32
4	V3	36	V33
5	V4	37	V34
6	V5	38	V35
7	V6	39	V36
8	V7	40	V37
9	V8	41	V38
10	V9	42	V39
11	V10	43	V40
12	V11	44	V41
13	V12	45	V42
14	V13	46	V43
15	V14	47	V44
16	V15	48	V45



Task title		or description of task		Comments for the interviewer
Year	Ad	Project description	Session description	
Task description		Topic	Content level	Spent time (hours:min)
Date of data collection		Date of transcription		



Title: $\frac{v_o}{v_i}$			Simulation	
Src	VI	Transfer function	Transfer function	Transfer function
File	Transfer function	Transfer function	Transfer function	Transfer function

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Rahmani S « Contribution à l'étude, la modélisation et la simulation des dispositifs électronique de puissance permettant de réduire l'impact néfaste des charges non-linéaire sur le réseau électrique de distribution », thèse de doctorat présentée à l'École nationale des ingénieurs de Tunis 2004
- [2] Yves Machefert, Louis Julien, "Interconnexion ferroviaire France-Grande-Bretagne : de l'énergie à la traction électrique", *R.E.E.*, n°2, juillet 1995.
- [3] Gerardus Kieboom, ABB Netcom SA, "Restriction à des limites admissibles des charges des réseaux électriques par les harmoniques", *Revue ABB*, n° 10, 1994, pp. 38-44.
- [4] G. H. Choe, M.H. Park, "A new injection method for AC harmonic elimination by active power filter", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.35, N°1, February 1988. pp. 141-147.
- [5] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-20, pp. 625–630, May/June 1984.
- [6] Verdelho and G. D. Marques, "An Active Power Filter and Unbalanced Current Compensator", *IEEE, Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, No. 3, Juin 1997.

- [7] Xu, J.H. (Green-INPL-CNRS URA); Lott, C.; Saadate, S.; Davat, B. "Compensation of AC-DC converter input current harmonics using a voltage-source active power filter" Source: *IEE Conference Publication*, v 8, n 377, *Power Electronics in Generation and Transmission*, 1993, p 233-238
- [8] T. Furuhashi, S. Okuma, and Y. Uchikawa, "A study on the theory of instantaneous reactive power," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 6, N°4, October 91, pp. 576.
- [9] Wang Qun, Yao Weizheng, Liu Jinjun, Wang Zhaoan., "A Control Approach for Detecting Source Current and Series Active Power Filter," IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, July 1999, Hong Kong
- [10] L. Moran, P. Werlinger, J. Dixon, and R. Wallace, "A series active power filter which compensates current harmonics, voltage unbalance simultaneously," in *Proc.IEEE PESC'95*, 1995, pp. 222–227.
- [11] Matthew Alan Gray, "COMPENSATEDCompensated and sliding mode compensated shunt active power filter " maîtrise présentée à Mississippi State University, Mississippi, 2004
- [12] H. Akagi, « New trends in active filters for power conditioning », *IEEE Trans. on Industry applications*, vol. 32, No. 6, pp. 1312-1322, November/December 1996.
- [13] H. Akagi, « Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems », *IEEE Trans. on power delivery*, vol. 12, No. 1, pp. 354-363, January 1997.

- [14] T. Nakajima, E. Masada, « An active power filter with monitoring of harmonic spectrum », EPE-89, 3rd European conference on power electronics and applications, Aachen, Germany, 1989.
- [15] A. Chandra, B. Zingh, B.N. Zingh, K. Al-Haddad, « An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power factor correction and balancing of nonlinear loads », IEEE Trans. on power electronics, vol.15, No. 3, pp. 495-507, May 2000.
- [16] Mohamad Alaa Eddin Alali “Contribution à l’Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension” Soutenue publiquement le 12 Septembre 2002 , Docteur de l’Université Louis Pasteur – Strasbourg I
Discipline : Génie électrique
- [17] Hamadi A. « Amélioration des performances du filtre actif: Application du régulateur proportionnel intégral et du régulateur flou », maîtrise présentée à l’École de Technologie Supérieure de Montréal 2004
- [18] Mendalek N. H. (2003) « Qualité de l'onde électrique et moyens de mitigation », thèse de doctorat présentée à l’École de Technologie Supérieure de Montréal comme exigence partielle de doctorat en génie Ph.D. 2003
- [19] Jean-Jacques Slotine, W.Li.(1991).Applied nonlinear control, prentice hall.
- [20] Mendalek, Nassar (Grp. Rech. Electron. Puissance C.I., Dept. de Genie Elec., Ecl. de Technol. Sup.); Al-Haddad, Kamal “Modelling and nonlinear control of shunt active power filter” Source: *International Journal of Power and Energy Systems*, v 23, n 1, 2003, p 15-23

- [21] H. Akagi, A. Nabae and S. Atoh, « Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters », IEEE Trans. on Industry applications, vol. IA-22, pp. 460-465, 1986.
- [22] *Project IEEE 519,1992*. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.
- [23] Xu, J.H.; Lott, C.; Saadate, S.; Davat, B, “Simulation and experimentation of a voltage source active filter compensating current harmonics and power factor”, Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on ,Volume: 1 5-9 Sept. 1994 Pages:411 - 415 vol.1.
- [24] Hsu, C.Y.; Wu, H.Y , “A new single-phase active power filter with reduced energy-storage capacity”, Electric Power Applications, IEE Proceedings-,Volume: 143 , Issue: 1 , Jan. 1996 Pages:25 – 30.
- [25] Pottker, F.; Barbi, I, “Power factor correction of non-linear loads employing a single phase active power filter: control strategy, design methodology and experimentation”, Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE ,Volume: 1 , 22-27 June 1997 Pages:412 - 417 vol.1
- [26] Singh, B.N.; Chandra, H.; Al-Haddad, K.; Singh, B, “Fuzzy control algorithm for universal active filter”, Power Quality '98 , 1998 Pages:73 – 80
- [27] Singh, B.N.; Chandra, A.; Al-Haddad, K. “Performance comparison of two current control techniques applied to an active filter” Harmonics And Quality of Power, 1998. Proceedings. 8th International Conference on ,Volume: 1 , 14-16 Oct. 1998 Pages:133 - 138 vol.1.

- [28] Singh, B.; Al-Haddad, K.; Chandra, A, “A universal active power filter for single phase reactive power and harmonic compensation”, Power Quality '98 , 1998 Pages:81 - 87
- [29] Singh, B.; Al-Haddad, K.; Chandra, A, “A new control approach to three-phase active filter for harmonics and reactive power compensation”, Power Systems, IEEE Transactions on ,Volume: 13 , Issue: 1 , Feb. 1998 Pages:133 - 138
- [30] Pottker de Souza, F.; Barbi, I, “Single-phase active power filters for distributed power factor correction”, Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual ,Volume: 1 , 18-23 June 2000 Pages:500 - 505 vol.1
- [31] Chandra, A.; Singh, B.; Singh, B.N.; Al-Haddad, K , “An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power factor correction, and balancing of nonlinear loads”, Power Electronics, IEEE Transactions on ,Volume: 15 , Issue: 3 , May 2000 Pages:495 – 507
- [32] Dell'Aquila, A.; Delvino, G.; Liserre, M.; Zanchetta, P. “A new fuzzy logic strategy for active power filter Power Electronics and Variable Speed Drives”, Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 475) , 18-19 Sept. 2000 Pages:392 - 397
- [33] Labben-Ben Braiek, M.; Fnaiech, F.; Al-Haddad, K.; Yacoubi,L, “Comparison of direct current control techniques for a three-phase shunt active power filter” , Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on ,Volume: 4 , 8-11 July 2002 Pages:1217 - 1222 vol.4

- [34] Rahmani, S.; Al-Haddad, K.; Fnaiech, F, “Bipolar reference for pwm control of a single-phase shunt hybrid power filter”, Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium on ,Volume: 1 , June 9-11, 2003 Pages:401 – 406

- [35] George J.Wakileh “Fundamental, Analysis and Filter Design” New York 2001

- [36] Loubna Yacoubi “Contribution à l’étude, la modélisation et la commande des redresseurs triphasés non polluants : Application du convertisseur trois-niveaux à point neutre”, thèse de doctorat présentée à l’École de Technologie Supérieure de Montréal comme exigence partielle de doctorat en génie Ph.D. 2004

- [37] Hansruedi Buhler “Électronique de réglage et de commande”, Paris,Dunod, c1987

- [38] A. Hamadi and K. Al Haddad, P.J. Lagacé and A. Chandra “Indirect current control techniques of Three Phase APF Using Fuzzy Logic and Proportional Integral Controller Comparative Analysis” IEEE-International Conference Harmonics and quality of power, Lake Placid New York.